

# Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/JP05/007888

International filing date: 26 April 2005 (26.04.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: JP  
Number: 2004-139994  
Filing date: 10 May 2004 (10.05.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 22 July 2005 (22.07.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland  
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日  
Date of Application: 2 0 0 4 年 5 月 1 0 日

出 願 番 号  
Application Number: 特 願 2 0 0 4 - 1 3 9 9 9 4

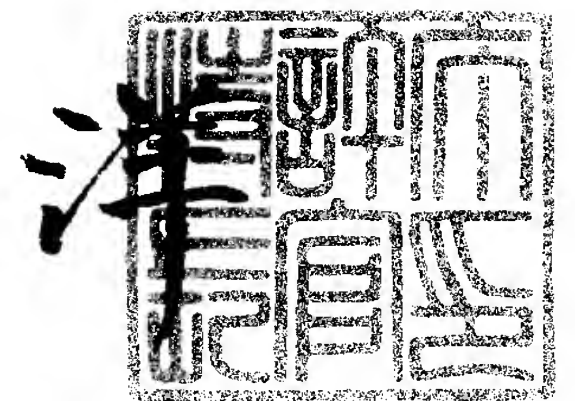
パリ条約による外国への出願  
に用いる優先権の主張の基礎  
となる出願の国コードと出願  
番号  
J P 2 0 0 4 - 1 3 9 9 9 4  
The country code and number  
of your priority application,  
to be used for filing abroad  
under the Paris Convention, is

出 願 人  
Applicant(s): 松下電器産業株式会社

2 0 0 5 年 7 月 6 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

小 川



【書類名】	特許願	
【整理番号】	2370060021	
【提出日】	平成16年 5月10日	
【あて先】	特許庁長官殿	
【国際特許分類】	H05B 6/64	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	末永 治雄	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	守屋 英明	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	酒井 伸一	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	森川 久	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	木下 学	
【発明者】		
【住所又は居所】	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地	松下電器産業株式会社内
【氏名】	城川 信夫	
【特許出願人】		
【識別番号】	000005821	
【氏名又は名称】	松下電器産業株式会社	
【代理人】		
【識別番号】	100105647	
【弁理士】		
【氏名又は名称】	小栗 昌平	
【電話番号】	03-5561-3990	
【選任した代理人】		
【識別番号】	100105474	
【弁理士】		
【氏名又は名称】	本多 弘徳	
【電話番号】	03-5561-3990	
【選任した代理人】		
【識別番号】	100108589	
【弁理士】		
【氏名又は名称】	市川 利光	
【電話番号】	03-5561-3990	
【選任した代理人】		
【識別番号】	100115107	
【弁理士】		
【氏名又は名称】	高松 猛	
【電話番号】	03-5561-3990	

【選任した代理人】

【識別番号】 100090343  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 濱田 百合子  
【電話番号】 03-5561-3990

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 092740  
【納付金額】 16,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 特許請求の範囲 1  
【物件名】 明細書 1  
【物件名】 図面 1  
【物件名】 要約書 1  
【包括委任状番号】 0002926

【書類名】 特許請求の範囲

【請求項 1】

直流電源と、2個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの1次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、かつ交流等価回路において前記共振回路の一端は前記直列回路の midpoint に、他端は前記直流電源の一端に接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしているデッドタイムをスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、かつ、前記スイッチング周波数が高くなったとき前記デッドタイムがそれ以上広がらない限界を設けたことを特徴とする高周波加熱装置。

【請求項 2】

直流電源と、2個の半導体スイッチング素子からなる直列回路の2組と、リーケージトランスの1次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記2組の直列回路はそれぞれ前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路の一端は前記一方の直列回路の midpoint に、他端は他方の直列回路の midpoint に接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしているデッドタイムをスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、かつ、前記スイッチング周波数が高くなったとき前記デッドタイムがそれ以上広がらない限界を設けたことを特徴とする高周波加熱装置。

【請求項 3】

直流電源と、2個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの1次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路は前記半導体スイッチング素子の一方に並列接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしているデッドタイムをスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、かつ、前記スイッチング周波数が高くなったとき前記デッドタイムがそれ以上広がらない限界を設けたことを特徴とする高周波加熱装置。

【請求項 4】

前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させることを特徴とする請求項1～3のいずれか1項記載の高周波加熱装置。

【請求項 5】

前記可変デッドタイム作成回路は、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させることを特徴とする請求項4記載の高周波加熱装置。

【請求項 6】

前記可変デッドタイム作成回路は、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを特徴とする請求項5記載の高周波加熱装置。

【請求項 7】

所定のスイッチング周波数以下での前記デッドタイムの一定値または微増値が可変であることを特徴とする請求項5記載の高周波加熱装置。

【請求項 8】

所定のスイッチング周波数以上での前記デッドタイムの急増値が可変であることを特徴とする請求項6記載の高周波加熱装置。

【請求項 9】

所定のスイッチング周波数の値が可変であることを特徴とする請求項5又は6記載の高

周波加熱装置。

【請求項 10】

前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを階段状に増加させるものであることを特徴とする請求項 1～3 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 11】

前記可変デッドタイム作成回路は、スイッチング周波数の増加に比例して第一の傾きで変化し、かつ所定のスイッチング周波数からは第二の傾きで変化するプラスおよびマイナスのそれぞれのオフセット電圧を基にデッドタイムを作成するものであることを特徴とする請求項 1～10 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 12】

前記可変デッドタイム作成回路は、VCC 電源と、デューティ制御電源と、スイッチング周波数に比例して変化する第一の電流と、所定の周波数から流れ出しかつスイッチング周波数に比例して変化する第二の電流と、前記二つの電流を合成してかつ所定の係数をかけた第三の電流と、前記デューティ制御電源に前記第三の電流に比例したプラスおよびマイナスのそれぞれのオフセット電圧を付加して成る二つの上位・下位電位を作成する上位・下位電位作成手段とを有し、前記二つの上位・下位電位を基にデッドタイムを作成することを特徴とする請求項 1～11 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置。

【請求項 13】

前記デューティ制御電源の電圧および前記スイッチング周波数の少なくとも一方を変化させて入力電力または入力電流制御を行うようにしたことを特徴とする請求項 12 記載の高周波加熱装置。

【請求項 14】

半導体スイッチング素子を含むアームを少なくとも 1 つ有する周波数制御型共振インバータ回路から構成されるマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしているデッドタイムをスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備えたものにおいて、

前記可変デッドタイム作成回路は、スイッチング周波数の増加に比例して第一の傾きで変化し、かつ所定のスイッチング周波数からは第二の傾きで変化するプラスおよびマイナスのそれぞれのオフセット電圧を基にデッドタイムを作成するものであることを特徴とする高周波加熱装置。



【書類名】 明細書

【発明の名称】 高周波加熱装置

【技術分野】

【0001】

本発明は、電子レンジなどのようにマグネトロンを用いた高周波加熱に関するものであり、特にそのインバータ回路に関するものである。

【背景技術】

【0002】

高周波加熱装置に搭載されている従来の電源は重たくて、かつ大きいものであったので、その小型、軽量化が望まれてきた。このため、電源のスイッチング化による小型、軽量、低コスト化が現在の様々な分野で積極的に進められてきた。マグネトロンの発生されるマイクロ波により食品を調理する高周波加熱装置では、マグネトロンを駆動するための電源の小型化、軽量化が要求され、スイッチング化されたインバータ回路により実現された。

【0003】

このうち、特に、本発明が対象としている高周波インバータ回路は、2石でブリッジのアームを構成したスイッチング素子を用いた共振型回路方式のものである（例えば、特許文献1参照）。

【特許文献1】 特開2000-58252号公報

【0004】

1石型のトランジスタインバータ（オン・オフの幅制御）であれば、トランジスタのコレクターエミッタ間の耐圧1000ボルト程度あるものを使う必要があるが、2石ブリッジ構成にすると、トランジスタのコレクターエミッタ間の耐圧はあまり必要としなくなる。したがってブリッジ構成にすると、トランジスタのコレクターエミッタ間の耐圧は600V位でよいので、安価なトランジスタを使用することができるので有利である。この種のインバータにおいては、インダクタンスLとキャパシタンスCで共振回路を構成しており、そして共振周波数 $f_0$ をピークとした図1のような共振特性を持っている。

【0005】

図1は本発明に係るインバータ共振回路に一定電圧を印加した場合の電流対使用周波数特性を示す線図である。

周波数 $f_0$ がインバータ回路のLC共振回路の共振周波数で、この周波数 $f_0$ より上の周波数範囲 $f_1 \sim f_3$ の電流一周波数特性曲線I1を使用している。

共振周波数 $f_0$ の時が電流I1は最大で、周波数範囲が $f_1$ から $f_3$ へ高くなってゆくにしたがって電流I1は減少する。周波数範囲 $f_1 \sim f_3$ のうち、低周波になるほど共振周波数に近づくので電流I1は増加し、したがって、リーケージトランスの2次側に流れる電流は大きくなる。逆に、周波数が高くなるほど共振周波数から遠ざかるので、リーケージトランスの2次側に流れる電流は小さくなる。非線形負荷である電子レンジを動作させるインバータ回路にあっては、この周波数を変えることにより出力を変えている。

マグネトロンの非線形負荷を使用する電子レンジは、後述するように入力される電源が商用電源のような交流の場合、スイッチング周波数を変化させている。

それぞれの高周波出力においても90度および270度付近が最も高い周波数になるが、例えば電子レンジを200Wで使用する場合は $f_3$ 近傍に、500Wの場合はそれより低く、1000Wの場合はさらに低い周波数になる。当然であるが、入力電力または入力電流制御を行っているので、商用電源電圧、マグネトロン温度等の変化により、この周波数は変化している。

また、前記電源位相の0度および180度付近は、高電圧を印加しないと高周波発振しないマグネトロンの特性に合わせて、共振電流が大きくなる共振周波数 $f_0$ 近傍の $f_1$ 近傍に設定することで商用電源電圧に対するマグネトロン印加電圧の昇圧比を高め、マグネトロンから電波が発せられる商用電源の位相幅を広くする設定にしている。

【0006】

図 2 は特許文献 1 に記載の 2 石ブリッジのスイッチング素子で駆動する共振型高周波加熱装置の 1 例を示している。図 2 において、高周波加熱装置は、直流電源 1、リーケージトランス 2、第 1 の半導体スイッチング素子 6、第 1 のコンデンサ 4、第 2 のコンデンサ 5、第 3 のコンデンサ（平滑コンデンサ）13、第 2 の半導体スイッチング素子 7、駆動部 8、全波倍電圧整流回路 10、およびマグネトロン 11 とから構成されている。

直流電源 1 は商用電源を全波整流して直流電圧  $V_{DC}$  を、第 2 のコンデンサ 5 とリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 との直列回路に印加する。第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 とは直列に接続され、リーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 との直列回路は第 2 の半導体スイッチング素子 7 に並列に接続されている。

#### 【0007】

第 1 のコンデンサ 4 は第 2 の半導体スイッチング素子 7 に並列に接続されている。リーケージトランス 2 の 2 次巻線 9 で発生した高電圧出力は、全波倍電圧整流回路 10 で直流の高電圧に変換されてマグネトロン 11 のアノード−カソード間に印加されている。リーケージトランス 2 の 3 次巻線 12 は、マグネトロン 11 のカソードに電流を供給する。

#### 【0008】

第 1 の半導体スイッチング素子 6 は、IGBT と、それに並列に接続されるフライホイールダイオードとから構成されている。第 2 の半導体スイッチング素子 7 も同様に IGBT とダイオードとから構成されている。

当然であるが、前記第 1、第 2 の半導体スイッチング素子 6、7 はこの種類に限定されるものではなく、サイリスタ、GTO スwitchング素子等を用いることもできる。

#### 【0009】

駆動部 8 は、その内部に第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の駆動信号をつくるための発振部を有し、この発振部で所定周波数とデューティの信号が発生され、第 1 の半導体スイッチング素子 6 に駆動信号を与えている。

第 1 および第 2 の半導体スイッチング素子 6、7 は交互に、また後述するデッドタイム作成手段により、第 1 および第 2 の半導体スイッチング素子 6、7 が共にオフしている期間、すなわちデッドタイムを設けて駆動される。

このデッドタイムの詳細は後述するが、第 1 あるいは第 2 の半導体スイッチング素子 6、7 の一方がターンオフした直後は、他方の半導体スイッチング素子の両端電圧は高いので、この時点でターンオンさせるとスパイク状の過大電流が流れ、不要な損失、ノイズが発生する。デッドタイムにより、この両端電圧が約 0 V に減少するまでターンオンが遅れるので、前記損失、ノイズが防止される。当然、逆の切り換わり時も同様の動きをする。

#### 【0010】

図 3 は、図 2 の回路が動作する各モードを示している。

また、図 4 は回路中の半導体スイッチング素子等の部品の電圧電流波形図を示している。

図において、(a) モード 1 は第 1 の半導体スイッチング素子 6 に駆動信号が与えられる。このとき電流は直流電源 1 からリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 を通って流れる。

#### 【0011】

(b) モード 2 では第 1 の半導体スイッチング素子 6 がオフし、1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 を通って流れていた電流は第 1 のコンデンサ 4 に向かって流れ始めると同時に第 1 の半導体スイッチング素子 6 の電圧が上昇する。

#### 【0012】

(c) モード 3 では第 1 のコンデンサ 4 の電圧が  $V_{DC}$  から 0 V に向かう。モード 3 では第 1 のコンデンサ 4 の両端電圧が 0 V に達して、第 2 のスイッチング素子 7 を構成するダイオードがオンする。

#### 【0013】

(d) モード 4 では共振により 1 次巻線 3 と第 2 のコンデンサ 5 を通って流れていた電



流の向きが反転するようになるので、この時点で第2の半導体スイッチング素子7がオンしている必要がある。モード2, 3, 4の期間は第1の半導体スイッチング素子6の電圧は直流電源電圧V<sub>DC</sub>と同等となる。欧州のように商用電源電圧が実効値230Vの地域は電圧ピークが $\sqrt{2}$ 倍になるので直流電源電圧V<sub>DC</sub>はおよそ325Vとなる。

#### 【0014】

(e) モード5では第2の半導体スイッチング素子7がオフし、第2のコンデンサ5と1次巻線3に流れていた電流は第1のコンデンサ4に向かって流れ始め、第1のコンデンサ4の電圧がV<sub>DC</sub>まで上昇する。

#### 【0015】

(f) モード6では第1のコンデンサ4の電圧がV<sub>DC</sub>に達して、第1の半導体スイッチング素子6を構成するダイオードがオンする。共振により1次巻線3と第2のコンデンサ5を通して流れていた電流の向きが反転するようになり、この時点で第1の半導体スイッチング素子5をオンしておく必要あり、これがモード1となる。モード6, 1の期間は第2の半導体スイッチング素子7の電圧は直流電源電圧V<sub>DC</sub>と同等となる。

この回路構成によれば第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7に印加する電圧の最大値を直流電源電圧V<sub>DC</sub>とすることができる。

#### 【0016】

モード2とモード5は1次巻線3からの電流が第1のコンデンサ4と第2のコンデンサ5に電流が流れる共振期間である。第1のコンデンサ4の容量値は第2のコンデンサ5の容量値の $1/10$ 以下に設定しているので、合成容量は、ほぼ第1のコンデンサ4の容量値に近くなる。この合成容量とリーケージトランス3のインピーダンスとで決まる時定数で第1の半導体スイッチング素子6と第2の半導体スイッチング素子7に印加するモード3, 5における電圧が変化する。この電圧変化が前記した時定数で決まる傾きを持つことにより、第1の半導体スイッチング素子のモード3におけるオフ時のスイッチング損失が軽減される。

#### 【0017】

さらに、モード5では電圧がゼロになるので第1の半導体スイッチング素子のモード1におけるオン時は、第1の半導体スイッチング素子の印加電圧はゼロであるためオン時のスイッチング損失が低減される。これをゼロ電圧スイッチングと呼び、これらが共振回路方式の特徴であり、本方式はこの特徴を活かし、かつ、半導体スイッチング素子の電圧は直流電源電圧V<sub>DC</sub>以上にはならないという利点がある。第2のコンデンサ5は図4に示すように、その電圧がリップルの少ないものになるように十分大きな容量値に設定している。

#### 【0018】

ところで、図2のように、半導体スイッチング素子6と7の直列接続回路が直流電源1に並列に接続されているような2石でアームを構成するインバータ回路においては、半導体スイッチング素子6と7が交互にオン・オフを繰り返すことで、リーケージトランス2の1次巻線3に高周波交流を発生させ、その2次巻線9に高圧高周波を誘導しているのであるが、半導体スイッチング素子6と7が同時にオンしている期間が一瞬たりともあってはならない。直流電源1の短絡が生じるからである。

#### 【0019】

そこで、従来から、半導体スイッチング素子6と7の一方の半導体スイッチング素子がターンオフしてから他方の半導体スイッチング素子がターンオンするまでに、半導体スイッチング素子6と7のどちらもオンとならない期間（デッドタイム（略してDT））を必ず設けていた。

#### 【0020】

そこで、デッドタイムについて図4を用いて説明する。図4は上記各モード1～6における第1および第2の半導体スイッチング素子6, 7（図2）と第1および第2のコンデンサ4, 5の電圧、電流波形を示している。

(a) は上記各モード1～6における第1の半導体スイッチング素子6の電流波形で、

t 0 時点から導通していた（したがって、(b) で半導体スイッチング素子 6 のエミッタ・コレクタ間電圧はゼロ）半導体スイッチング素子 6 がモード 1 の終了時点 t 1 でターンオフ（電流ゼロになる）している。

一方、(d) は第 2 の半導体スイッチング素子 7 の電圧波形で、t 0 時点からオフであった半導体スイッチング素子 7 は、オン信号が加えられるモード 3 の開始時点 t 2 までオフが続く。

したがって、t 1 時点から t 2 時点までの期間 D T 1 は、第 1 の半導体スイッチング素子 6 および第 2 の半導体スイッチング素子 7 が共にオフとなっている。

この期間 D T 1 がデッドタイムに要求される最小値であり、最大値は t 1 時点から t 3 時点までの期間であり、この範囲内においてデッドタイムが許容される。

同じく、(c) のように、第 2 の半導体スイッチング素子 7 が t 4 時点でターンオフ（電流ゼロとなる）してから、(a) のように第 1 の半導体スイッチング素子 6 にオン信号が加えられるモード 6 の開始時点 t 5 までの期間 D T 2 がデッドタイムに要求される最小値であり、最大値は t 4 時点から t 6 時点までの期間であり、この範囲内においてデッドタイムが許容される。

#### 【0021】

従来の 2 石インバータ回路においては、このデッドタイム D T は半導体スイッチング素子 6、7 のそれぞれのターンオン、ターンオフに重なりが生じない範囲を計算で求めて期間 D T 1、D T 2 としており、この値は固定であった。

#### 【発明の開示】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0022】

ところが電子レンジのインバータ回路の場合、周波数が高い領域で駆動しているときは後述するように、一方の半導体スイッチング素子がターンオフした後、他方の半導体スイッチング素子のエミッターコレクタ間電圧  $V_{ce}$  が 0 に落ちるまでの時間が長くなる。したがって、上記一方の半導体スイッチング素子がターンオフした後、固定のデッドタイム経過後に上記他方の半導体スイッチング素子にターンオン信号を印加すると、上記他方の半導体スイッチング素子はエミッターコレクタ間電圧  $V_{ce}$  が 0 に落ちない間にターンオンすることになりスイッチング周波数が高い場合、半導体スイッチング素子に熱損失が発生しうることが判った。すなわち、半導体スイッチング素子がターンオフ中であっても、周波数が高い領域で駆動しているときは時定数が長くなって、半導体スイッチング素子のエミッターコレクタ間電圧  $V_{ce}$  が 0 に落ちない間に、ターンオン信号が入るから、熱損失が発生し、しかもスパイク電流が発生するのでノイズの発生源となった。

#### 【0023】

この熱損失が発生しノイズの発生する理由を同じく図 4 を用いて説明する。

(a) において、半導体スイッチング素子 6 が t 1 時点でターンオフ（電流ゼロになる）しても、(d) で他方の半導体スイッチング素子 7 の両端の電圧（実線）が 0 に下がるのに時間 t 1 - t 2 を必要としている。したがって、t 2 時点で他方の半導体スイッチング素子 7 にターンオン信号が加えられると、半導体スイッチング素子 7 のエミッターコレクタ間の電圧が 0 に下がっているので、半導体スイッチング素子 7 は電圧からオン（導通）することとなり（これを「ゼロボルトスイッチング」と言う。）、熱損失やノイズの問題は生じない。

#### 【0024】

ところが、 $v_{dc}$  の台形の傾きは共振の強さによって変わる。共振が強い（周波数が低い）と傾きが急で半導体スイッチング素子 7 の両端の電圧が早くゼロとなるが、共振が弱い（周波数が高くなる）と傾きが緩くなるので、ゼロボルトまで下がるのに時間がかかる。このように周波数が高い領域で駆動しているときは、共振周波数から離れているので、時定数が長くなって、(d) において、他方の半導体スイッチング素子 7 の両端の電圧（点線で示す）が 0 に下がるまでの時間が長くなり、時間 t 1 - t 2 の間に下がりきらず、時刻 t 2 を過ぎてもまだ所定の電圧（点線 F の  $V_{t2}$  を参照）が加わっている。

したがって、通常通り、時点 $t_2$ で半導体スイッチング素子7にオン信号が加えられると、半導体スイッチング素子7のエミッターコレクタ間に所定の電圧 $V_{t2}$ が加わったままでオンするので熱損失が発生した。また、大きな $dv/dt$ の発生による急峻なスパイク電流が流れ、ノイズ源となった。

#### 【0025】

このようなハードスイッチング（電圧又は電流がゼロでなくとも強制的に行うスイッチング）が行われても、デッドタイムは確保されているので、電源短絡といったような事故に繋がるものではなく、単にIGBTに熱損失が余分に発生するだけであり、しかしこれらの熱損失はヒートシンクで冷却されるので、これが生じてもインバータ動作は正常に続けられた。

また、スパイク電流によるノイズは、大きな問題として取り上げられる値ではなかった。

このため、従来のインバータ回路においては、ハードスイッチングの弊害については全く問題とされなかった。

#### 【0026】

本発明は従来問題とされなかったこの問題に着目した点が特徴である。

半導体スイッチング素子に熱損失が余分に発生することは、無駄なエネルギーがそこで費やされることであり、省エネルギーの面から好ましくなく、さらに半導体スイッチング素子の寿命に影響すること、また最近のIC、CPUの駆動は微小信号化しているので、ノイズの発生は今後問題となる可能性があることから、そこで本発明はこれらの欠点を解決するためになされたものである。

したがって、本発明の目的は、半導体スイッチング素子に熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、半導体スイッチング素子の寿命に悪影響を及ぼさない、かつノイズの発生し難いインバータ回路を提供することにある。

#### 【0027】

さらに、上記の半導体スイッチング素子の寿命に悪影響を及ぼさない、かつノイズの発生し難いDT付きのインバータ回路が得られた場合において、周波数が大きく上がると、IGBTをONさせる信号が全く出ないことが起きる可能性があった。また、デューティ制御をしたときにもIGBTをONさせる信号が全く出ないことが起き、IGBTが破壊する可能性があった。

そこで、本発明の第2の目的は、ノイズの発生し難いDT付きのインバータ回路が得られた場合において、周波数が大きく上がってもまたデューティ制御をしたときにもIGBTを限界において必ずIGBTをONさせるようにして、IGBTの破壊防止ができる高周波加熱装置を提供することにある。

#### 【課題を解決するための手段】

#### 【0028】

上記課題を解決するため、請求項1記載の高周波加熱装置の発明は、直流電源と、2個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの1次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、かつ交流等価回路において前記共振回路の一端は前記直列回路の midpoint に、他端は前記直流電源の一端に接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしているデッドタイムをスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、かつ、前記スイッチング周波数が高くなったとき前記デッドタイムがそれ以上広がらない限界を設けたことを特徴とする。

#### 【0029】

請求項2記載の高周波加熱装置の発明は、直流電源と、2個の半導体スイッチング素子からなる直列回路の2組と、リーケージトランスの1次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記2組の直列回路はそれぞれ前記直流電源に並列に接続し、前記共振



回路の一端は前記一方の直列回路の midpoint に、他端は他方の直列回路の midpoint に接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの 2 次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしているデッドタイムをスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、かつ、前記スイッチング周波数が高くなったとき前記デッドタイムがそれ以上広がらない限界を設けたことを特徴とする。

請求項 3 記載の高周波加熱装置の発明は、直流電源と、2 個の半導体スイッチング素子からなる直列回路と、リーケージトランスの 1 次巻線とコンデンサが接続された共振回路とを有し、前記直列回路は前記直流電源に並列に接続し、前記共振回路は前記半導体スイッチング素子の一方に並列接続されると共に、それぞれの前記半導体スイッチング素子を駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの 2 次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンとから成るマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしているデッドタイムをスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備え、かつ、前記スイッチング周波数が高くなったとき前記デッドタイムがそれ以上広がらない限界を設けたことを特徴とする。

請求項 4 記載の発明は、請求項 1 ～ 3 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置において、前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させることを特徴とする。

請求項 5 記載の発明は、請求項 4 記載の高周波加熱装置において、前記可変デッドタイム作成回路は、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させることを特徴とする。

請求項 6 記載の発明は、請求項 5 記載の高周波加熱装置において、前記可変デッドタイム作成回路は、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを特徴とする。

請求項 7 記載の発明は、請求項 5 記載の高周波加熱装置において、所定のスイッチング周波数以下での前記デッドタイムの一定値または微増値が可変であることを特徴とする。

請求項 8 記載の発明は、請求項 6 記載の高周波加熱装置において、所定のスイッチング周波数以上での前記デッドタイムの急増値が可変であることを特徴とする。

請求項 9 記載の発明は、請求項 5 又は 6 記載の高周波加熱装置において、所定のスイッチング周波数の値が可変であることを特徴とする。

請求項 10 記載の発明は、請求項 1 ～ 3 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置において、前記可変デッドタイム作成回路はスイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを階段状に増加させるものであることを特徴とする。

請求項 11 記載の発明は、請求項 1 ～ 10 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置において、前記可変デッドタイム作成回路は、スイッチング周波数の増加に比例して第一の傾きで変化し、かつ所定のスイッチング周波数からは第二の傾きで変化するプラスおよびマイナスのそれぞれのオフセット電圧を基にデッドタイムを作成するものであることを特徴とする。

請求項 12 記載の発明は、請求項 1 ～ 11 のいずれか 1 項記載の高周波加熱装置において、前記可変デッドタイム作成回路は、VCC 電源と、デューティ制御電源と、スイッチング周波数に比例して変化する第一の電流と、所定の周波数から流れ出しかつスイッチング周波数に比例して変化する第二の電流と、前記二つの電流を合成してかつ所定の係数をかけた第三の電流と、前記デューティ制御電源に前記第三の電流に比例したプラスおよびマイナスのそれぞれのオフセット電圧を付加して成る二つの上位・下位電位を作成する上位・下位電位作成手段とを有し、前記二つの上位・下位電位を基にデッドタイムを作成することを特徴とする。

請求項 13 記載の発明は、請求項 12 記載の高周波加熱装置において、前記デューティ制御電源の電圧および前記スイッチング周波数の少なくとも一方を変化させて入力電力ま

たは入力電流制御を行うようにしたことを特徴とする。

請求項 1 4 記載の高周波加熱装置の発明は、半導体スイッチング素子を含むアームを少なくとも 1 つ有する周波数制御型共振インバータ回路から構成されるマグネトロン駆動用の高周波加熱装置であって、それぞれの半導体スイッチング素子が同時にオフしているデッドタイムをスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を備えたものにおいて、前記可変デッドタイム作成回路は、スイッチング周波数の増加に比例して第一の傾きで変化し、かつ所定のスイッチング周波数からは第二の傾きで変化するプラスおよびマイナスのそれぞれのオフセット電圧を基にデッドタイムを作成するものであることを特徴とする。

#### 【発明の効果】

##### 【0030】

以上のような構成を採ることにより、IGBT に熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、またノイズの発生し難いインバータ回路を得ることが可能となる。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

##### 【0031】

図 5 は本発明に係る 2 石ブリッジの駆動する高周波加熱装置を示している。

図において、この高周波加熱装置は、直流電源 1、リーケージトランス 2、第 1 の半導体スイッチング素子 6、第 1 のコンデンサ 4、第 2 のコンデンサ 5、第 3 のコンデンサ（平滑コンデンサ）13、第 2 の半導体スイッチング素子 7、駆動部 8、全波倍電圧整流回路 10、およびマグネトロン 11 とで主回路が構成されている。主回路の構成は図 2 と同じであるので、重複説明は省略する。

そして、半導体スイッチング素子 6、7 を制御する制御回路は、入力電流  $I_{in}$  と基準電流  $R_{ef}$  とからその差を求める制御信号作成回路 21 と、制御信号作成回路 21 と交流全波信号とから周波数変調信号を作成する周波数変調信号作成回路 22 と、周波数変調信号作成回路 22 から三角波搬送波を作成する発振回路 23 と、デッドタイムをスイッチング周波数の大きさによって変化させる本発明によって設けられた可変デッドタイム作成回路 24 と、発振回路 23 の三角波出力と可変デッドタイム作成回路 24 の  $V_{Q7C}$  と  $V_{Q8C}$  の各出力から各矩形波を形成する矩形波形成回路 25 と、矩形波形成回路 25 の出力によってスイッチング素子をオン／オフさせるパルスが発生するスイッチング素子駆動回路 26 から構成され、スイッチング素子駆動回路 26 の各出力がスイッチング素子（IGBT）6、7 のゲートに与えられる。

##### 【0032】

なお、制御信号作成回路 21 では、図示のように入力電流  $I_{in}$  と基準電流  $R_{ef}$  を入力してその差を用いているが、その他、図示しないけれどもマグネトロンが非発振状態、すなわち入力電流が非常に少ない状態におけるマグネトロンへの過大電圧印加を防止するために、マグネトロンに印加する電圧と基準電圧とを制御信号作成回路 21 に入力してその差を用いて印加電圧を制御する機能を制御信号作成回路 21 に併設することも推奨される。

##### 【0033】

このようなトランジスタ Q8、Q7 のコレクタ電圧は、可変デッドタイム作成回路 24 からそれぞれ矩形波形成回路 25 に送られる（図 5）。また、発振回路 23 の三角波出力も矩形波形成回路 25 に送られる。

矩形波形成回路 25 はコンパレータ 251、252 の 2 個を有し、コンパレータ 251 の反転入力端子（－）にトランジスタ Q8 のコレクタ電圧  $V_{Q8C}$  が、コンパレータ 252 の非反転入力端子（＋）にトランジスタ Q7 のコレクタ電圧  $V_{Q7C}$  が与えられ、コンパレータ 251 の非反転入力端子（＋）とコンパレータ 252 の反転入力端子（－）に発振回路 23 の三角波出力が与えられる。

各コンパレータ 251、252 は、非反転入力端子（＋）の電位が反転入力端子（－）の電位よりも低いときは出力はなく（電位ゼロ）、非反転入力端子（＋）の電位が反転入

力端子（－）の電位を超えている間は出力を出す（電位ハイ）ようになっている。

#### 【 0 0 3 4 】

図 6 はデッドタイムの作成原理を説明する図で、（ a ）は発振回路 2 3 と可変デッドタイム作成回路 2 4 の各出力と矩形波形成回路 2 5 の出力の関係を説明する図、（ b ）は周波数が低い範囲では周波数が変わってもデッドタイム D T が変わらない原理を説明する図である。

図 6 において、 $t_1$  時点より前では、コンパレータ 2 5 2 （ 図 5 参照 ）は非反転入力端子（＋）の電位  $V_{Q7C}$  が反転入力端子（－）の三角波の電位を超えているので半導体スイッチング素子がオンしている（出力 1 ）。同じ時、コンパレータ 2 5 1 は非反転入力端子（＋）の三角波の電位が反転入力端子（－）の電位  $V_{Q8C}$  よりも低いので半導体スイッチング素子はオフである（出力 0 ）。

#### 【 0 0 3 5 】

（ 1 ）  $t_1$  時点で、コンパレータ 2 5 2 は非反転入力端子（＋）の電位  $V_{Q7C}$  が反転入力端子（－）の三角波の電位より低くなるので出力 0 となる。

（ 2 ）  $t_1 \sim t_4$ 、コンパレータ 2 5 2 は出力 0 が続く。

（ 3 ）  $t_2$  時点で、コンパレータ 2 5 1 は非反転入力端子（＋）の三角波の電位が反転入力端子（－）の電位  $V_{Q8C}$  よりも高くなるので出力 1 となる。

（ 4 ）  $t_2 \sim t_3$ 、コンパレータ 2 5 1 は出力 1 が続く。

（ 5 ）  $t_3$  時点で、コンパレータ 2 5 1 は非反転入力端子（＋）の三角波の電位が反転入力端子（－）の電位  $V_{Q8C}$  よりも低くなるので出力は 0 となる。

（ 6 ）  $t_4$  時点で、コンパレータ 2 5 2 は非反転入力端子（＋）の電位  $V_{Q7C}$  が反転入力端子（－）の三角波の電位より高くなるので出力 1 となる。

（ 7 ）  $t_4 \sim t_5$  で、コンパレータ 2 5 2 は出力 1 が続く。

（ 8 ）  $t_5$  時点で、コンパレータ 2 5 2 は非反転入力端子（＋）の電位  $V_{Q7C}$  が反転入力端子（－）の三角波の電位より低くなるので出力 0 となる。

（ 9 ）  $t_3 \sim t_6$ 、コンパレータ 2 5 1 は出力 0 が続く。

以下、同様に繰り返す。

#### 【 0 0 3 6 】

コンパレータ 2 5 1、2 5 2 の出力はスイッチング素子（ I G B T ）駆動回路 2 6 に与えられて、同じタイミングでスイッチング素子 6、7 がオン、オフされる。

このようにして、スイッチング素子 6、7 が同時にオフとなっている期間  $t_1 \sim t_2$ 、 $t_3 \sim t_4$ 、 $t_5 \sim t_6$  がデッドタイム D T として得られる。

#### 【 0 0 3 7 】

従来はデッドタイム D T の期間は周波数如何にかかわらず一定（固定）であったが、本発明においては、このデッドタイム D T をスイッチング周波数に応じて、所定のスイッチング周波数  $f_1$  より小さいときはデッドタイム D T は所定の不変値（または微増値）とし、所定のスイッチング周波数  $f_1$  より大きいときはデッドタイム D T は増加させることを特徴としている。

#### 【 0 0 3 8 】

そこで、図 6 （ b ）を用いて、所定のスイッチング周波数  $f_1$  より小さいときはデッドタイム D T は所定の不変値となる原理を説明する。

図で周波数が高い（実線）ときは、図 6 （ a ）で先に実線の  $V_{Q8C}$  と  $V_{Q7C}$  と三角波を用いて説明したように、 $V_{Q8C}$  と  $V_{Q7C}$  と三角波との間で、電位  $V_{Q7C}$  が三角波の電位より低くなる  $t_1$  時点で出力 0 となり、三角波の電位が電位  $V_{Q8C}$  より高くなり出力 1 となる  $t_2$  時点までの間がデッドタイム D T として確保される。

そこで周波数が低くなると点線で示す三角波となり、その傾きは緩くなる。そこで本発明では、同じデッドタイム D T が得られるようにするため、 $t_1$  時点と  $t_2$  時点からそれぞれ点線で示す三角波に向けて引いた垂線との交点 C 1、C 2 を通る電位  $V_{Q7C1}$  と  $V_{Q8C1}$  となるように、各オフセット電圧を決めている。抵抗 R 8、R 7 は一定であるので、このようなオフセット電圧となるような電流 I 8、I 7 を各抵抗 R 8、R 7 に流すようにして



いる。

このようにすることにより、周波数に変化して三角波が実線から点線のように変わったとしても、点線で示す三角波が2つの電位  $V_{Q7C}$  と  $V_{Q8C}$  を横切る時点  $t_1$ 、 $t_2$  は同じ時点となるので、デッドタイム  $DT$  は同じになる。

#### 【0039】

図7は本発明に係る可変デッドタイム作成回路の具体例である。

図において、 $Q_{01}$ 、 $Q_{02}$ 、 $Q_1 \sim Q_8$  はトランジスタ、 $R_1 \sim R_{10}$  は抵抗である。トランジスタ  $Q_1$ 、 $Q_3$ 、 $Q_4$ 、 $Q_5$ 、 $Q_6$ 、 $Q_7$ 、 $Q_8$  に流れる電流をそれぞれ  $I_1$ 、 $I_3$ 、 $I_4$ 、 $I_5$ 、 $I_6$ 、 $I_7$ 、 $I_8$  とし、トランジスタ  $Q_5$ 、 $Q_6$ 、 $Q_7$  のエミッタ電位をそれぞれ、 $V_{Q5E}$ 、 $V_{Q6E}$ 、 $V_{Q7E}$  とし、トランジスタ  $Q_7$ 、 $Q_8$  のコレクタ電位をそれぞれ  $V_{Q7C}$ 、 $V_{Q8C}$  とする。トランジスタ  $Q_1$  と  $Q_2$  とでカレントミラー回路を構成している。同じくトランジスタ  $Q_1$  と  $Q_{04}$  とで、トランジスタ  $Q_3$  と  $Q_4$  とで、トランジスタ  $Q_{05}$  と  $Q_8$  とで、それぞれカレントミラー回路を構成している。トランジスタ  $Q_{04}$  の出力は発振回路23（図12）へ与えられる。

また、トランジスタ  $Q_1$  と  $Q_3$  とはそれぞれエミッタ側を  $V_{CC}$  に、コレクタ側をそれぞれトランジスタ  $Q_{01}$  と  $Q_{03}$  のコレクタ側に接続され、トランジスタ  $Q_{01}$  と  $Q_{03}$  のエミッタ側はそれぞれ端子  $MOD$ 、端子  $DTADD$  に接続され、端子  $MOD$  と端子  $DTADD$  はそれぞれ分圧抵抗を介して接地されている。トランジスタ  $Q_{01}$  と  $Q_{03}$  のベースはトランジスタ  $Q_{02}$  のエミッタ側に接続され、トランジスタ  $Q_{02}$  のコレクタ側は接地されている。トランジスタ  $Q_{02}$  のベースには周波数変調信号作成回路22（図5）の出力である発振周波数の制御電圧が加えられる。

#### 【0040】

$V_{CC}$ （ここでは12V）とアースの間に  $V_{CC}$  側から、抵抗  $R_{10}$ 、抵抗  $R_8$ 、抵抗  $R_7$ 、抵抗  $R_9$  の直列接続回路が設けられ、かつ抵抗  $R_{10}$  と抵抗  $R_8$  の間にトランジスタ  $Q_8$  がエミッタ側を抵抗  $R_{10}$  に、コレクタ側を抵抗  $R_8$  にして設けられている。また、抵抗  $R_7$  と抵抗  $R_9$  の間にトランジスタ  $Q_7$  がエミッタ側を抵抗  $R_9$  に、コレクタ側を抵抗  $R_7$  にして設けられている。抵抗  $R_8$  と抵抗  $R_7$  の間には  $1/2 V_{CC}$ （ここでは6V）が印加されている。この6Vを中心として、上方の抵抗  $R_8$  の電圧降下は  $I_8 \times R_8$  であり、下方の抵抗  $R_7$  の電圧降下は  $I_7 \times R_7$  である。電流  $I_8$  および電流  $I_7$  は周波数によって変えている。これによって、抵抗  $R_7$ 、 $R_8$  の電圧降下分は周波数によって変化し、その結果、6Vを中心にオフセット電圧  $V_{Q8C}$  と  $V_{Q7C}$  が変化する。

トランジスタ  $Q_8$  のベースにはカレントミラー回路を構成するトランジスタ  $Q_{05}$  のベース電圧が加えられる。トランジスタ  $Q_{05}$ 、 $Q_8$  の特性が等しく、各抵抗値も等しければ、 $I_6 = I_7 = I_8$ 、 $I_3 = I_4$ 、となる。

ただし、 $I_1 = I_2$ 、 $I_3 = I_4$ 、 $I_6 = (I_7 = I_8)$  に限定されるものではなく、比例関係にあればよい。

なお、 $I_7 = I_8$  は必要である。

#### 【0041】

次に、可変デッドタイム作成回路の動作（すなわち、所定にスイッチング周波数以下のときはデッドタイム  $DT$  を不変（または微増）とし、所定のスイッチング周波数以上のときはデッドタイム  $DT$  を増加させる）について説明する。

#### 【0042】

1)  $I_3$  が流れていない範囲（すなわち、発振周波数が低い範囲）ではデッドタイム  $DT$  が不変（または微増）となる理由：

$I_3$  が流れていない範囲では、

$I_1 = I_2 = I_5$ 、となり、

また、 $V_{Q5E} = V_{Q6E} = V_{Q7E}$

$I_5 \times R_5 = I_6 \times R_6 = I_7 \times R_9 = I_1 \times R_5$ 、となる。

トランジスタ  $Q_8$ 、 $Q_7$  に流れる電流  $I_8$ 、 $I_7$  はそれぞれ次のようになる。

$I_8 = I_6 = I_1 \times (R_5 / R_6)$

$$I_7 = I_1 \times (R_5 / R_9)$$

オフセット電圧  $V_{R8}$ 、 $V_{R7}$  はそれぞれ次のようになる。

$$V_{R8} = I_8 \times R_8 = \{ I_1 \times (R_5 / R_6) \} \times R_8$$

$$= I_1 \times R_5 \times (R_8 / R_6)$$

$$V_{R7} = I_1 \times R_5 \times (R_7 / R_9)$$

$V_{Q8C}$ と $V_{Q7C}$ は、6 Vに上記オフセット電圧を加減したものであるから、

$$V_{Q8C} = 6\text{ V} + V_{R8} = 6\text{ V} + I_1 \times R_5 \times (R_8 / R_6)$$

$$V_{Q7C} = 6\text{ V} - V_{R7} = 6\text{ V} - I_1 \times R_5 \times (R_7 / R_9) \quad \cdots (1)$$

#### 【0043】

このように、周波数が低い（デッドタイムが一定でよい）範囲での電流  $I_8$ 、 $I_7$  は三角波の充放電電流  $I_1$  と比例関係にあるので、三角波の充放電電流  $I_1$  を何倍かした値で用いることができる。これは図7のようなミラー回路で実現できる。電流  $I_5$  に対して電流  $I_6$  と  $I_8$  をある一定の関係に置き、電流  $I_6$  と  $I_8$  を同じにし、電流  $I_5$  に対して電流  $I_7$  をある一定の関係に置いて、電流  $I_7$  と電流  $I_8$  は同じにしている。

#### 【0044】

図7において、以上のように、周波数が変わってもDTを一定にしたり、周波数の変化に応じてDTを可変にするものであった。そして具体的には、抵抗  $R_7$ 、 $R_8$  の両端のオフセット電圧  $V_{Q7C}$ と $V_{Q8C}$ を可変としていた。このときに次のような課題があることに気が付いた。

すなわち、DTを一定としたとき、周波数が上がれば各オフセット電圧  $V_{Q7C}$ と $V_{Q8C}$  はそれぞれ6 Vに対して開く方向に降下・上昇させる必要がある。これを図6で説明すると、周波数が上がれば図6（b）において、「f小」なる特性線図（点線）から「f大」なる特性線図（実線）に移動し、特性線図が次第に立ち上がっていくので、DTを一定に保つには、オフセット電圧  $V_{Q7C}$ は6 Vに対してより降下させ、逆にオフセット電圧  $V_{Q8C}$ は6 Vに対してより上昇させることとなる。そして周波数が大きく上がると、オフセット  $V_{Q7C}$ は0 V以下となってしまい、これではIGBTをONさせる信号が全く出ないことになってしまう。また、デッドタイムの制御のためにオフセット電圧  $V_{Q7C}$ と $V_{Q8C}$ を連動させて上下させるには中心電圧6 Vを変えればよく、この中心電圧6 Vを変えることによって、2個のトランジスタ  $Q_8$ 、 $Q_7$  のオン・オフの比を変える（デューティ制御）ことができる。よってこの回路はデューティ制御の場合にもデッドタイムの可変に有効なのであるが、この中心電圧6 Vを可変とし、中心電圧6 Vを下げていったときにオフセット電圧  $V_{Q7C}$ と $V_{Q8C}$ も連動して下がるので、オフセット電圧  $V_{Q7C}$ が0 V以下となってしまい、これではIGBTをONさせる信号が全く出ないことになってしまう。そこで、周波数が上がっても、また、デューティ制御がなされても、所定の限界においてIGBTをONさせるようにするためIGBTの破壊防止ができるデッドタイムリミット回路240を設けたのが特徴である。

#### 【0045】

図8は図7の可変デッドタイム作成回路に設けるデッドタイムリミット回路240の具体例である。

図において、240は本発明に係るデッドタイムリミット回路である。デッドタイムリミット回路は  $V_{Q7C}$ 電位側および  $V_{Q8C}$ 電位側の2カ所に設けられた回路から成る。

まず、図の  $V_{Q7C}$ 電位側において、トランジスタ246が  $V_{cc}$ 電源と抵抗  $R_7$  の  $V_{Q7C}$ 電位側との間に接続され、このトランジスタ246のベースとアースの間にトランジスタ247が挿入され、このトランジスタ247のベースーアース間に第1のリミット電圧  $V_{101}$ を出すバッテリー249が挿入されている。

オフセット電圧  $V_{Q7C}$ がリミット電圧  $V_{101}$ より高いときは、トランジスタ246はOFF状態にあり、オフセット電圧  $V_{Q7C}$ はリミット電圧  $V_{101}$ より高い範囲で自由に動きうる。

ところが、オフセット電圧  $V_{Q7C}$ がリミット電圧  $V_{101}$ 以下になるとすると、トランジスタ246はON状態になり、 $V_{cc}$ から電流を補充し始め、リミット電圧  $V_{101}$ 以下に

なろうとするのを阻止する。

#### 【 0 0 4 6 】

一方、図 8 の  $V_{Q8C}$  電位側において、トランジスタ 2 4 2 が抵抗  $R_8$  の  $V_{Q8C}$  電位側とアースの間に接続され、このトランジスタ 2 4 2 のベースと  $V_{cc}$  間にトランジスタ 2 4 1 が挿入され、このトランジスタ 2 4 1 のベース—アース間に第 2 のリミット電圧  $V_{100}$  を出すバッテリー 2 4 4 が挿入されている。

オフセット電圧  $V_{Q8C}$  がリミット電圧  $V_{100}$  より低いときは、トランジスタ 2 4 2 は OFF 状態にあり、オフセット電圧  $V_{Q8C}$  はリミット電圧  $V_{100}$  より低い範囲で自由に動きうる。

ところが、オフセット電圧  $V_{Q8C}$  がリミット電圧  $V_{100}$  以上になろうとすると、トランジスタ 2 4 2 は ON 状態になり、GND へ電流を流し始め、リミット電圧  $V_{100}$  以上になろうとするのを阻止することとなる。

#### 【 0 0 4 7 】

図 8 において、トランジスタ 2 4 1 および 2 4 7 の負荷は、それぞれ抵抗 2 4 3 および 2 4 8 で構成しているが、抵抗の代わりに定電流負荷を用いる構成であっても、同様の効果が得られる。また、当然であるが、図示の回路構成および使用部品に限定されるものではない。

#### 【 0 0 4 8 】

なお、図 6 で明らかなように、 $V_{Q7C}$  および  $V_{Q8C}$  の電位にリミッタを設けることで、周波数が高くなっても IGBT の ON を確保できる。ただし、リミット時の ON 時間幅は、 $1/\text{周波数}$  に比例するため、周波数が高くなるとリミット時の ON 幅が短くなり、共振エネルギーを得るために必要な ON 時間幅が確保できなくなるという課題がある。

そこで、周波数変調信号作成回路 2 2 に周波数の上限値を制限する機能を設けることで、マグネトロン温度等の変動により周波数が高くなっても、それ以上周波数は高くないようにできる。

したがって、周波数が高くなっても、IGBT の ON を確保するためには、最高周波数を制限し、かつ、その最高周波数時において必要な ON 時間幅が得られるようにリミット電位を適切に設定する必要がある。

#### 【 0 0 4 9 】

図 9 は、本発明に係る可変デッドタイム作成回路が有する電流一周波数特性を示している。

図において、 $I_1$ 、 $I_3$ 、 $I_5$  はそれぞれ図 7 のトランジスタ  $Q_1$ 、 $Q_3$ 、 $Q_5$  に流れる電流である。 $I_5$  は  $I_1 + I_3$  である。

周波数が低い  $f_1$  以下においては、電流  $I_1$  ( $I_5$ ) は一定 ( $I_{51}$ ) ないし微増 ( $I_{52}$ ) となっているが、周波数が  $f_1$  以上の高い範囲においては、周波数  $f_1$  を変曲点として  $I_3$  が急峻に流れ始めるので、これと  $I_1$  との合計である  $I_5$  は急激に増加する。

#### 【 0 0 5 0 】

以上の  $V_{Q8C}$  と  $V_{Q7C}$  の式 (1) と図 9 とから判ることは、発振周波数が低い範囲では  $V_{Q8C}$  と  $V_{Q7C}$  は共に発振回路のコンデンサの充放電電流  $I_1$  に比例したオフセット電圧が得られるので、図 9 のように充放電電流  $I_1$  が一定であればデッドタイムは一定になり、また充放電電流  $I_1$  が微増となればデッドタイムも微増となるということである。

#### 【 0 0 5 1 】

2) これに対して、 $I_3$  が流れている範囲 ((すなわち、発振周波数が高い範囲) ではデッドタイム  $DT$  が変わる。その理由を次に述べる。

図 7 において、発振周波数が低い範囲では電流  $I_3 = 0$  だったが、発振周波数が高い範囲では電流  $I_3$  を次のようにして流すようにしている。すなわち、発振周波数制御電圧のトランジスタ  $Q_{02}$  のエミッタ電位が接点  $DTADD$  点の電位よりも低いときは、端子  $DTADD$  に接続されているトランジスタ  $Q_{03}$  はオンしない (したがって、電流  $I_3$  は流れなかった) が、発振周波数制御電圧のトランジスタ  $Q_{02}$  のエミッタ電位が端子  $DTADD$  点の電位よりも高くなると、端子  $DTADD$  に接続されているトランジスタ  $Q_{03}$  は

オンするので、電流  $I_3$  が流れ出す。図 9 において、発振周波数が  $f_1$  より低い領域では電流  $I_{51}$  は一定又は電流  $I_{52}$  は微増であったが、発振周波数が  $f_1$  より高い領域では、それまで 0 であった  $I_3$  が急激に流れ始めるので、 $I_5 = I_1 + I_3$  となる。

$I_3$  が流れている範囲では、

$$I_5 = I_2 + I_4 = I_1 + I_3$$

$$I_5 \times R_5 = I_6 \times R_6 = I_7 \times R_9 = (I_1 + I_3) \times R_5、\text{となる。}$$

したがって、トランジスタ  $Q_8$ 、 $Q_7$  のコレクタ電圧はそれぞれ式 (2) のようになる。

$$V_{Q8C} = 6V + V_{R8} = 6V + (I_1 + I_3) \times R_5 \times (R_8 / R_6)$$

$$V_{Q7C} = 6V - V_{R7} = 6V - (I_1 + I_3) \times R_5 \times (R_7 / R_9)$$

$$\dots\dots\dots (2)$$

(a) の回路において、第 1 のコンデンサ  $C_1$ 、第 2 のコンデンサ  $C_2$ 、の容量設定により、第 3 のコンデンサ  $C_5$  を省略した回路においても同様の効果が得られる。

#### 【0052】

以上の  $V_{Q8C}$  と  $V_{Q7C}$  の式 (2) と図 9 とから判ることは、 $V_{Q8C}$  と  $V_{Q7C}$  は共に電流  $I_3$  に比例したオフセット電圧が得られ、図 9 のように電流  $I_3$  が急増すると、トランジスタ  $Q_8$  と  $Q_7$  のコレクタ電位  $V_{Q8C}$  と  $V_{Q7C}$  は電流  $I_5 (= I_1 + I_3)$  の関数となっているので、電流  $I_5$  が増加し、これにつれてトランジスタ  $Q_8$  と  $Q_7$  のコレクタ電位  $V_{Q8C}$  と  $V_{Q7C}$  は増加する。そして各コレクタ電位  $V_{Q8C}$  と  $V_{Q7C}$  が増加すると、図 6 においてコレクタ電位  $V_{Q8C}$  は図示の位置よりも上昇し、 $V_{Q7C}$  は図示の位置よりも降下するので、デッドタイム  $DT$  の開始点である三角波と  $V_{Q7C}$  の交点は早くなり、デッドタイム  $DT$  の終了点である三角波と  $V_{Q8C}$  の交点は遅くなるため、デッドタイム  $DT$  は図示の幅よりも増加する。

#### 【0053】

このように、本発明によれば、図 10 (a) のように、所定のスイッチング周波数  $f_1$  以下でデッドタイム  $DT$  を一定 (または微増、線図  $L_1$ ) させ、所定のスイッチング周波数  $f_1$  以上でデッドタイム  $DT$  を急増させている (線図  $L_2$ ) のが特徴である。そして更に、リミット周波数  $f_L$  においてデッドタイム  $DT$  をリミットしているので、これにより  $IGBT$  の限界における  $ON$  を確保し、 $IGBT$  の破壊防止ができる。

#### 【0054】

図 10 (b) は図 10 (a) の変形例である。

図 10 (b) の (イ) は図 10 (a) の所定のスイッチング周波数  $f_1$  以下での前記デッドタイムの一定値または微増値  $L_1$  を  $L_{11}$ 、 $L_{12}$ 、 $L_{13}$  のように可変とし、および所定のスイッチング周波数  $f_1$  以上でのデッドタイム  $DT$  の急増値  $L_2$  を、 $L_{21}$ 、 $L_{22}$ 、 $L_{23}$  のように可変としている。

これは図 7 の端子  $DTMULTI$  の抵抗  $R_5$  と抵抗  $R_6$  の比率を変えることで行える。すなわち、 $I_5 \times R_5 = I_6 \times R_6$

であるから、 $R_5$  と  $R_6$  の比を変えれば  $I_5$  と  $I_6$  の比も変わる。 $I_6$  は  $I_7$ 、 $I_8$  の値を決めているので、 $I_5$  と  $I_6$  の比が変われば、 $I_5$  に対する  $I_7$ 、 $I_8$  の値も変わるので、 $6V$  からのオフセット電圧も変わる。よってデッドタイム  $DT$  も変わる。このようにすれば、デッドタイム  $DT$  は同じ周波数であっても変わることができる。

そして更に、リミット周波数  $f_L$  において各線図  $L_{21}$ 、 $L_{22}$ 、 $L_{23}$  でそのデッドタイム  $DT$  をリミットしているので、これにより  $IGBT$  の限界における  $ON$  を確保し、 $IGBT$  の破壊防止ができる。

#### 【0055】

図 10 (b) の (ロ) は図 10 (a) の所定のスイッチング周波数  $f_1$  においてデッドタイム勾配を  $L_{24}$ 、 $L_{25}$ 、 $L_{26}$  のように可変としている。

この勾配は接点  $DTADD$  の上下の抵抗  $R_{31}$ 、 $R_{32}$  の合成抵抗値で決まる。合成抵抗値が大きいと  $V_{cc}$  から流れる電流は余り流れないので、傾きは小さくなり ( $L_{26}$ )、逆に合成抵抗値が小さいと  $V_{cc}$  から流れる電流は多くなり、傾きは大きくなる ( $L_2$



4)。すなわち、電流  $I_3$  が多く流れると、電流  $I_7$ 、 $I_8$  も多く増えるので、抵抗  $R_7$ 、 $R_8$  の電圧降下が多くなり、6 V からのオフセット電圧が増える。したがって、トランジスタ  $Q_8$ 、 $Q_7$  のコレクタ電圧は前記式 (2) によって、増加する。

なお、発振周波数が高くなるとデッドタイム  $DT$  が狭まる方向に作用するが、オフセット電圧の増加はそれ以上にデッドタイム  $DT$  が長くなる方向に働く。

そして更に、リミット周波数  $f_L$  において各線図  $L_{24}$ 、 $L_{25}$ 、 $L_{26}$  でそのデッドタイム  $DT$  をリミットしているので、これにより  $IGBT$  の限界における  $ON$  を確保し、 $IGBT$  の破壊防止ができる。

#### 【0056】

図 10 (b) の (ハ) は図 10 (a) の変曲点となる所定のスイッチング周波数  $f_1$  を、 $f_0$ 、 $f_2$  のように可変としている。

この変曲点は端子  $DTADD$  点の上下の抵抗  $R_{31}$ 、 $R_{32}$  の抵抗比によって変えられる。すなわち、トランジスタ  $q_{02}$  のベースに加えられる発振周波数制御電圧がその抵抗比で決まる電圧を超えたら電流  $I_3$  が流れ始めるので、この抵抗  $R_{31}$ 、 $R_{32}$  の抵抗比が変曲点となる。抵抗  $R_{31} > R_{32}$  であれば抵抗比で決まる電圧は低いので早く電流  $I_3$  が流れ始める。電流  $I_3$  が流れると、電流  $I_7$ 、 $I_8$  も流れるので、抵抗  $R_7$ 、 $R_8$  の電圧降下が生じ、6 V からのオフセット電圧が増え、したがって、トランジスタ  $Q_8$ 、 $Q_7$  のコレクタ電圧は前記式 (2) によって増加し、デッドタイム  $DT$  は早く増加を始める ( $f_0$ )。逆に、抵抗  $R_{31} < R_{32}$  であれば抵抗比で決まる電圧は高いので電流  $I_3$  が流れ始めるまでに時間がかかり、デッドタイム  $DT$  の増加は遅く始まる ( $f_2$ )。

そして更に、リミット周波数  $f_L$  において各線図  $L_{27}$ 、 $L_{28}$ 、 $L_{29}$  でそのデッドタイム  $DT$  をリミットしているので、これにより  $IGBT$  の限界における  $ON$  を確保し、 $IGBT$  の破壊防止ができる。

#### 【0057】

図 11 はデッドタイム  $DT$  の可変の第 2 の実施例である。

図 10 (a) では変曲点となる所定のスイッチング周波数  $f_1$  を境にデッドタイム  $DT$  は、スイッチング周波数  $f_1$  以下では  $L_1$  のように一定または微増であり、スイッチング周波数  $f_1$  以上では  $L_2$  のように急増させるものであったが、図 11 では、スイッチング周波数が  $f_0$ 、 $f_1$ 、 $f_2$ 、 $f_3$  と高くなるにしたがってデッドタイム  $DT$  をそれぞれ  $L_3$ 、 $L_4$ 、 $L_5$ 、 $L_6$  と階段状に増加させるものである。

このような階段状の構成は、図 10 (b) の (イ) で説明したデッドタイム  $L_{11}$ 、 $L_{12}$ 、 $L_{13}$  を作成する手法を採用すればよい。すなわち、図 7 の端子  $DTMULTI$  の抵抗  $R_5$  と抵抗  $R_6$  をトランジスタ等の可変抵抗素子で構成し、所定の周波数でその比率を変えるようにすればよい。

#### 【0058】

図 12 は図 5 の発振回路 23 の 1 例を示している。

発振回路 23 はコンパレータ 231、232 の 2 個を有し、コンパレータ 231 の反転入力端子 a (－) に分圧抵抗 235 の電圧  $V_1$  が、コンパレータ 232 の非反転入力端子 b (＋) に分圧抵抗 236 の電圧  $V_2$  (ただし、 $V_1 > V_2$ ) が、コンパレータ 231 の非反転入力端子 b (＋) とコンパレータ 232 の反転入力端子 a (－) にコンデンサ 234 の電圧が与えられる。

各コンパレータ 231、232 は、非反転入力端子 b (＋) の電位が反転入力端子 a (－) の電位よりも低いときは出力はゼロ、非反転入力端子 b (＋) の電位が反転入力端子 a (－) の電位を超えている間は出力 1 を出すようになっている。

#### 【0059】

各オペアンプ 231、232 の出力は、SR フリップフロップ 233 の S 端子と R 端子に入れられる。SR フリップフロップ 233 の非 Q 端子の出力でコンデンサ 234 の充放電回路が形成される。

そこで、今、図 12 に示すように、コンデンサ 234 の充電回路が形成されていると、コンデンサ 234 の電位が上昇する。このコンデンサ 234 の電位が出力される。これに

伴ってコンパレータ 231 の非反転入力端子 b (+) の電位が上昇し、反転入力端子 a (-) の電位  $V_1$  を超えたとき出力 1 が S 端子に加えられ、非 Q 端子の出力でコンデンサ 234 の放電回路が形成される。以後、コンデンサ 234 の電位が降下し、このコンデンサ 234 の電位が出力される。これに伴ってコンパレータ 232 の非反転入力端子 b (+) の電位が降下し、反転入力端子 a (-) の電位  $V_2$  以下になったとき出力 1 が R 端子に加えられ、非 Q 端子の出力でコンデンサ 234 の充電回路が形成される。

以上のようにして、コンデンサ 234 の充放電電位が出力され、三角波発振回路 23 が得られる。また、充電電流  $I_r$  の大きさに、三角波の勾配が決まる。

#### 【0060】

なお、本発明に係る 2 石ブリッジの駆動する高周波加熱装置のインバータ回路としては、図 5 で示した高周波加熱装置に限られるものではなく、この他 2 石でブリッジのアームを構成したスイッチング素子を用いた共振型回路方式のインバータ回路であればすべてに適用可能である。

図 13 はこれらのインバータ回路の 3 種を示すものである。

図 13 (a) において、直流電源 1 は商用電源を全波整流して直流電圧  $V_{DC}$  を第 1 のコンデンサ 41 と第 2 のコンデンサ 42 との直列接続回路に、および第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 との直列接続回路に印加する。第 1 のコンデンサ 41 と第 2 のコンデンサ 42 の接続点と第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の接続点との間にリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 3 のコンデンサ 5 の直列接続回路が接続されている。第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の各ベースには、駆動部 8 とからの制御信号が与えられる。そして駆動部 8 の中に、本発明に係る可変デッドタイム作成回路 24 が組み込まれている。なお、リーケージトランス 2 の 2 次側およびマグネトロンは図示省略している。

可変デッドタイム作成回路 24 により、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させ、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを行っているため、半導体スイッチング素子に熱損失の発生し難い、かつノイズの発生し難いインバータ回路が得られる。

#### 【0061】

図 13 (b) において、直流電源 1 は商用電源を全波整流して直流電圧  $V_{DC}$  をリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 1 のコンデンサ 5 と第 2 のコンデンサ 43 との直列接続回路に、および第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 との直列接続回路に印加する。第 1 のコンデンサ 5 と第 2 のコンデンサ 43 の接続点と第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の接続点との間を短絡している。第 1 の半導体スイッチング素子 6 と第 2 の半導体スイッチング素子 7 の各ベースには、駆動部 8 とからの制御信号が与えられる。そして駆動部 8 の中に、本発明に係る可変デッドタイム作成回路 24 が組み込まれている。なお、リーケージトランス 2 の 2 次側およびマグネトロンは図示省略している。

可変デッドタイム作成回路 24 により、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させ、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを行っているため、半導体スイッチング素子に熱損失の発生し難い、かつノイズの発生し難いインバータ回路が得られる。

#### 【0062】

図 13 (c) はフルブリッジ回路を示す回路である。

図において、直流電源 1 は商用電源を全波整流して直流電圧  $V_{DC}$  を第 1 の半導体スイッチング素子 61 と第 2 の半導体スイッチング素子 71 との直列接続回路におよび第 3 の半導体スイッチング素子 62 と第 4 の半導体スイッチング素子 72 との直列接続回路にそれぞれ印加する。第 1 の半導体スイッチング素子 61 と第 2 の半導体スイッチング素子 71 の接続点と第 3 の半導体スイッチング素子 62 と第 4 の半導体スイッチング素子 72 の接続点との間にリーケージトランス 2 の 1 次巻線 3 と第 3 のコンデンサ 5 の直列接続回路が接続されている。第 3 のコンデンサ 5 は省略することができる。第 1 の半導体スイッチン



グ素子6 1、第2の半導体スイッチング素子7 1、第3の半導体スイッチング素子6 2、そして第4の半導体スイッチング素子7 2の各ベースには、駆動部8 とからの制御信号が与えられる。そして駆動部8の中に、本発明に係る可変デッドタイム作成回路2 4が組み込まれている。なお、リーケージトランス2の2次側およびマグネトロンは図示省略している。

可変デッドタイム作成回路2 4により、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させ、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることを行っているので、半導体スイッチング素子に熱損失の発生し難い、かつノイズの発生し難いインバータ回路が得られる。

#### 【0063】

図1 4は本発明に係るインバータ回路の周波数対位相特性を示す線図である。図1 4において、電圧の低い位相0や1 8 0度近傍では周波数を小さくし、位相9 0度や1 8 0度近傍では周波数を大きくするようにしている。このことにより、電圧の低い位相0や1 8 0度近傍では周波数を小さくしているのので、図1の電流対使用周波数特性から出力電流（電圧）は大きくなり、逆に位相9 0度や2 7 0度近傍では電圧は十分に高いので、周波数を最大にして図1の電流対使用周波数特性から出力電流（電圧）を絞っている。その結果、図1 5に示すように、位相0度～1 8 0度（1 8 0度～3 6 0度）に亘って出力電圧は均一に近いものとなる。

#### 【0064】

これに対して、図1 4の周波数対位相特性を点線F 0で示す線図のように位相に対して何も変化させない場合は、電圧の低い位相0や1 8 0度近傍でも周波数は大きいので、図1の電流対使用周波数特性から出力電流（電圧）は小さいままであり、その結果、図1 5に点線V 1で示すように、位相0度や1 8 0度近傍で十分な電圧が得られないものになってしまう。

#### 【0065】

また、実線F 1は直流電源をつくるときの交流電流をC Tで転出した入力電流R i（図5）が基準電流R e fと等しくて誤差ゼロの場合の周波数一位相線図であり、実線F 2は入力電流R iが基準電流R e fよりも大きい場合の周波数一位相線図であり、図1の使用範囲内で周波数を高くして電流を下げるようにし、実線F 3は入力電流R iが基準電流R e fよりも小さい場合の周波数一位相線図であり、図1の使用範囲内で周波数を低くして電流を増加させている。

#### 【0066】

図1 5において、V i nは商用電源の電圧波形であり、その上の点線V 1は全位相に亘ってある一定の周波数でスイッチングした場合の電圧波形で、V 0はさらにこれに図1 4のような周波数変調を加えるた電圧（昇圧トランスの2次側電圧）である。V i n、V 1、V 0はそれぞれ比率は大きく異なるが見易いように同一図上に表している。図1 4の点線F 0のように変調をかけない一定の周波数のときの昇圧トランスの2次側電圧は点線V 1であり、この波形は非線形であるマグネトロンの負荷には整合していない。これに対して、図1 4の線図F 1のように、電圧の低い位相0や1 8 0度近傍では周波数を小さくし、位相9 0度や1 8 0度近傍では周波数を大きくすることにより、電圧の低い位相0や1 8 0度近傍では出力電流（電圧）は大きくなり、逆に位相9 0度や2 7 0度近傍では出力電流（電圧）を絞っているのので、図1 5のV 0に示すように、位相0度～1 8 0度（1 8 0度～3 6 0度）に亘ってどの位相においても一定の電圧が昇圧トランスの2次側に発生するようにしている。この波形は非線形であるマグネトロンの負荷には整合している。

#### 【0067】

なお、図5のスイッチング素子（I G B T）6、7をデュティ制御した場合も、この可変デッドタイム作成回路はデッドタイムの制御に有効である。なぜなら、デッドタイムの制御のためにコレクタ電圧V Q7CとV Q8Cを連動させて上下させるには、中心電圧6 Vを変えればよく、この6 Vを変えることによって、2個のトランジスタQ 8、Q 7のオン・オフの比を変える（デュティ制御）ことができるからである。すなわち、2つのトランジス

タのデューティ比が50対50のとき（12V電源で動作させているので、6Vで動作させているとき）が出力が最も高く、6V以下または以上にすると、2つのトランジスタのコレクタ電圧V<sub>Q8C</sub>とV<sub>Q7C</sub>を連動させて同時に上下させることになり、2つのトランジスタのオン・オフ比が変わってゆき、したがって出力が減ってゆく。しかしながら、この場合でも、抵抗R<sub>8</sub>とR<sub>7</sub>に発生するオフセット電圧は変わらないので、一定のまま推移する。よってこの回路はデューティ制御の場合にもデッドタイムの可変に有効となることが判る。

#### 【0068】

以上のように、本発明によれば、直流電源と、前記直流電源に並列に接続された2個の半導体スイッチング素子（IGBT）から成る直列接続回路と、前記2個の半導体スイッチング素子の一方の半導体スイッチング素子の両端に接続されるリーケージトランスの1次巻線とコンデンサから成る直列接続回路と、前記一方の半導体スイッチング素子または前記他方の半導体スイッチング素子の両端に接続される別のコンデンサと、前記2個の半導体スイッチング素子のそれぞれを駆動する駆動手段と、前記リーケージトランスの2次巻線に接続される整流手段と、前記整流手段に接続されるマグネトロンと、から構成される高周波加熱装置であって、前記2個の半導体スイッチング素子が同時にオフしているデッドタイムをスイッチング周波数に応じて可変にする可変デッドタイム作成回路を前記駆動手段内に備えたことを特徴とするものであり、具体的には、スイッチング周波数が高くなるにしたがってデッドタイムを増加させたり、所定のスイッチング周波数以下でデッドタイムを一定または微増させたり、所定のスイッチング周波数以上でデッドタイムを急増させることにより、また、これらのデッドタイムの一定値または微増値や、変曲点となるスイッチング周波数値や、デッドタイムの急増値を可変とすることで、半導体スイッチング素子に熱損失の発生し難い、したがって無駄なエネルギーが費やされることのない、またノイズの発生し難いインバータ回路を得ることができる。更に、リミット周波数においてそのデッドタイムDTをリミットにしているので、これによりIGBTの限界におけるONを確保し、IGBTの破壊防止ができる。

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0069】

【図1】本発明に係るインバータ共振回路に一定電圧を印加した場合の電流対使用周波数特性を示す線図である。

【図2】特許文献1記載の2石ブリッジのスイッチング素子で駆動する共振型高周波加熱装置の1例である。

【図3】図2の回路が動作する各モードを示している。

【図4】回路中の半導体スイッチング素子等の電圧電流波形図を示している。

【図5】本発明に係る2石ブリッジの駆動する高周波加熱装置を示している。

【図6】デッドタイムの作成原理を説明する図で、（a）は発振回路と可変デッドタイム作成回路の各出力と矩形波形成回路の出力の関係を説明する図であり、（b）は周波数が低い範囲では周波数が変わってもデッドタイムDTが変わらない原理を説明する図である。

【図7】本発明に係る可変デッドタイム作成回路の具体例である。

【図8】図7の可変デッドタイム作成回路に設けたリミッタ回路の具体例である。

【図9】可変デッドタイム作成回路が有する電流一周波数特性を示している。

【図10】本発明に係るデッドタイム一周波数特性図で、（a）は周波数f<sub>1</sub>以下でデッドタイムDTを一定または微増させ、所定のスイッチング周波数f<sub>1</sub>以上でデッドタイムDTを急増させる例、（b）は変形例で、（イ）デッドタイムの一定値および急増値を上下可変する例、（ロ）は周波数f<sub>1</sub>での勾配を可変する例、（ハ）は変曲点周波数を左右に移動可変する例をそれぞれ示している。

【図11】デッドタイムDTを可変にする第2の実施例である。

【図12】図5の発振回路の1例を示している。

【図13】2石ブリッジのスイッチング素子で駆動する共振型高周波加熱装置の他の

3 例である。

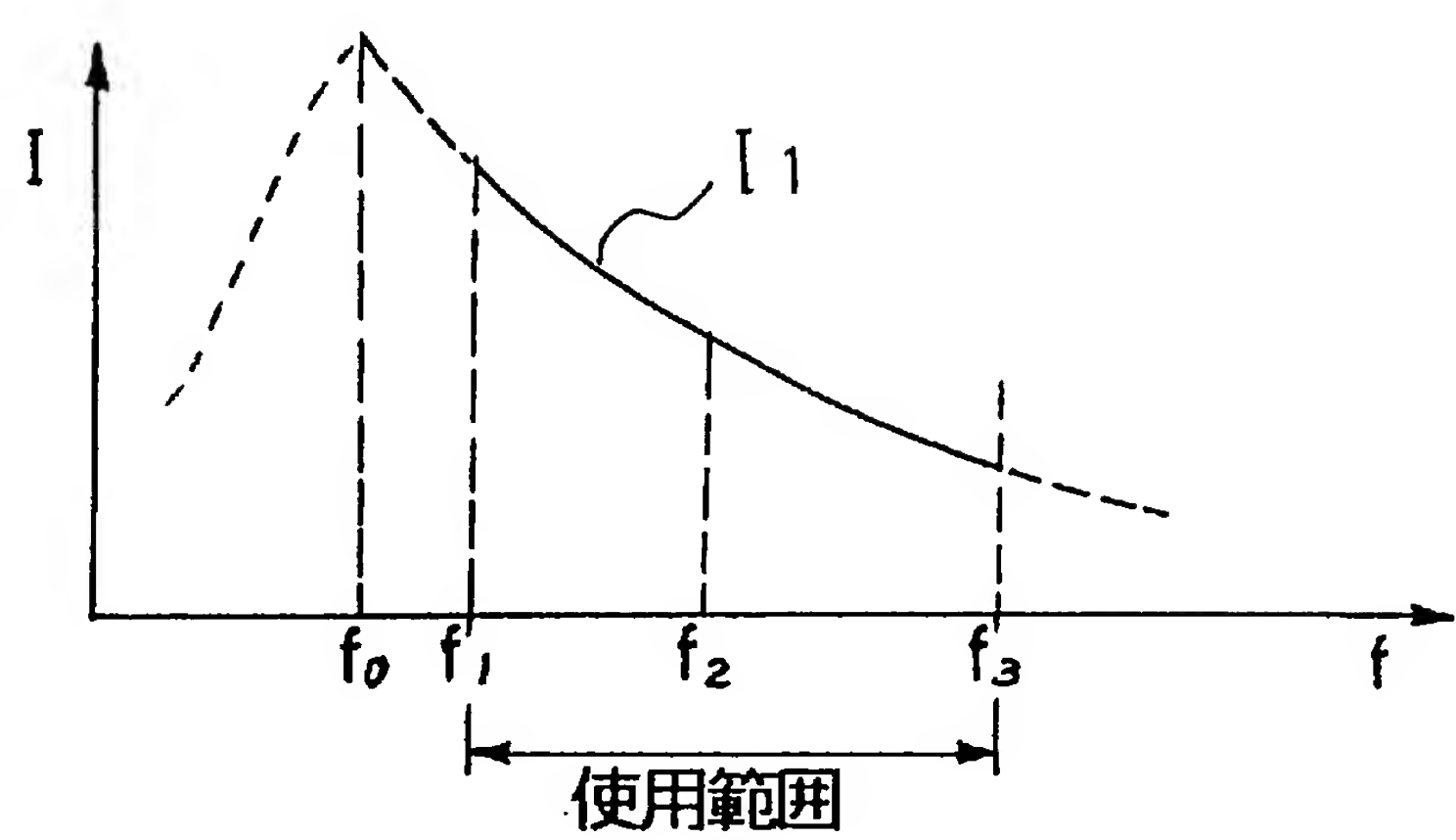
【図 1 4】 本発明に係るインバータ回路の周波数対位相特性を示す線図である。

【図 1 5】 インバータ回路の出力電圧対位相特性を示す線図である。

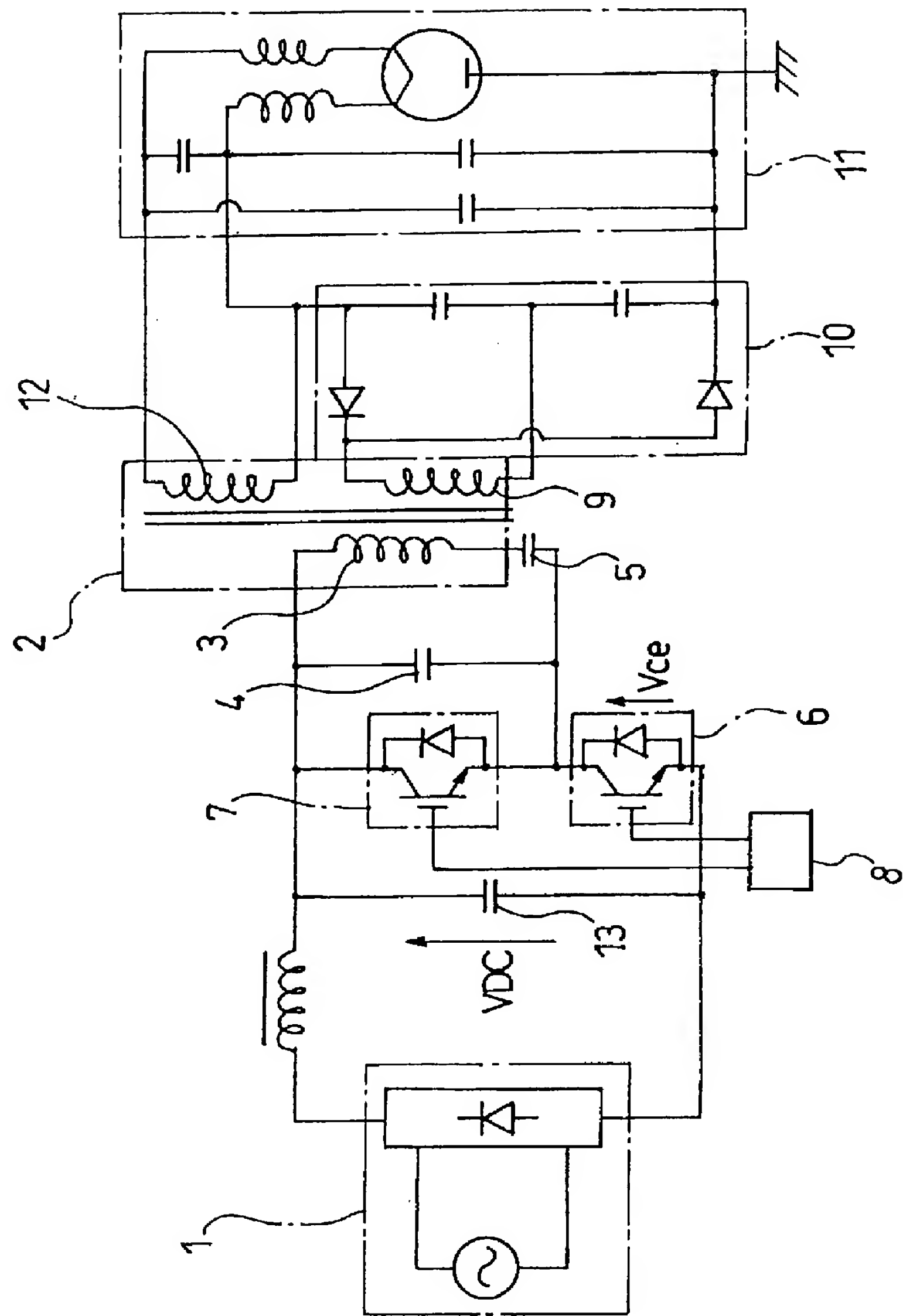
【符号の説明】

【 0 0 7 0 】

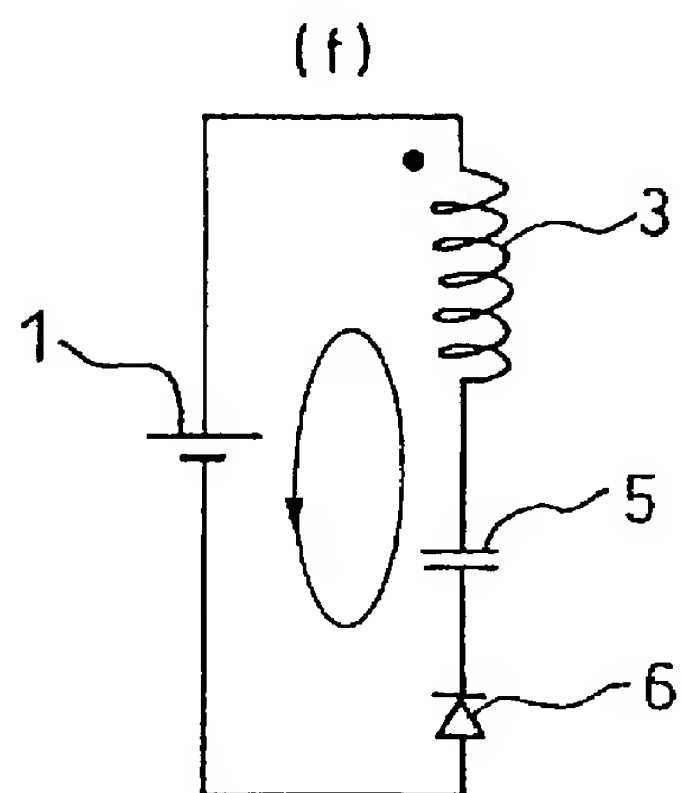
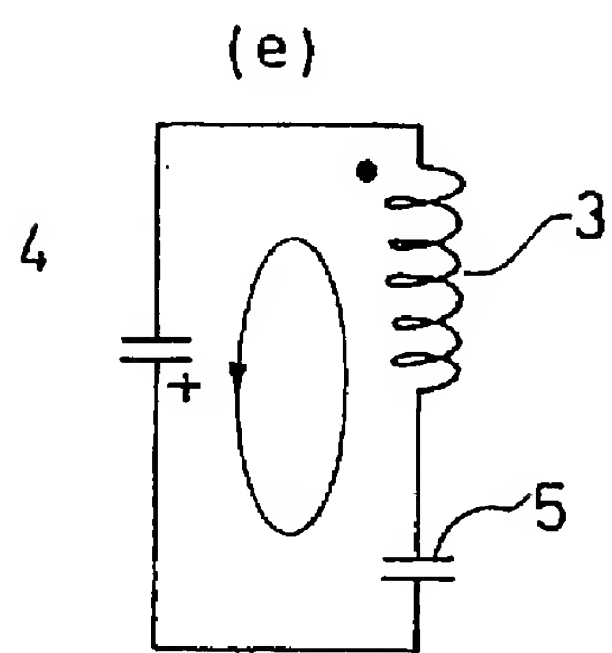
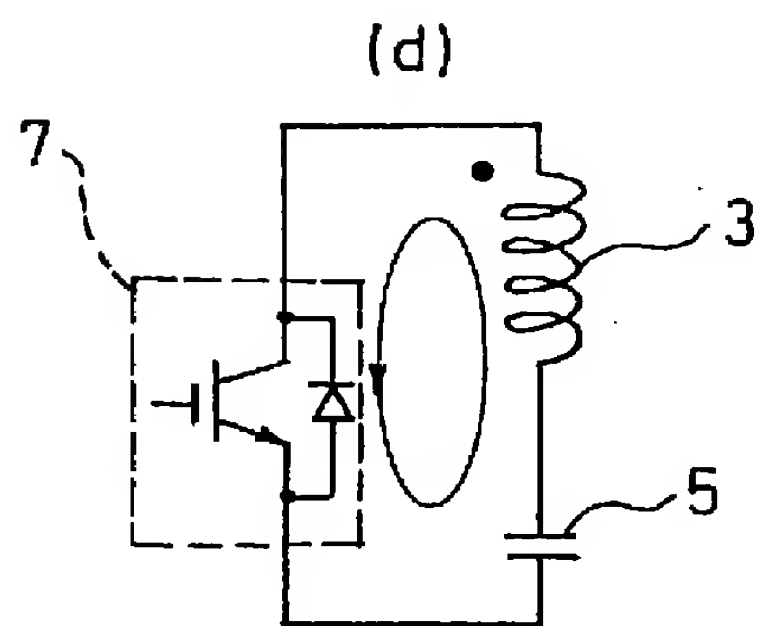
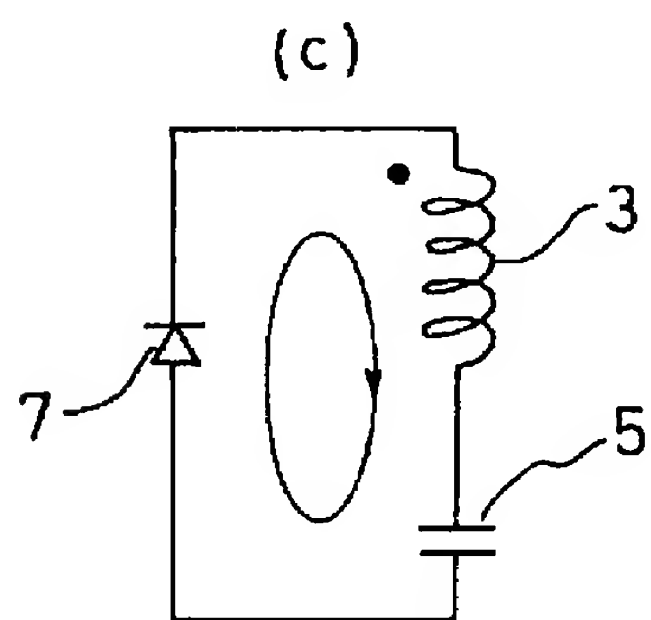
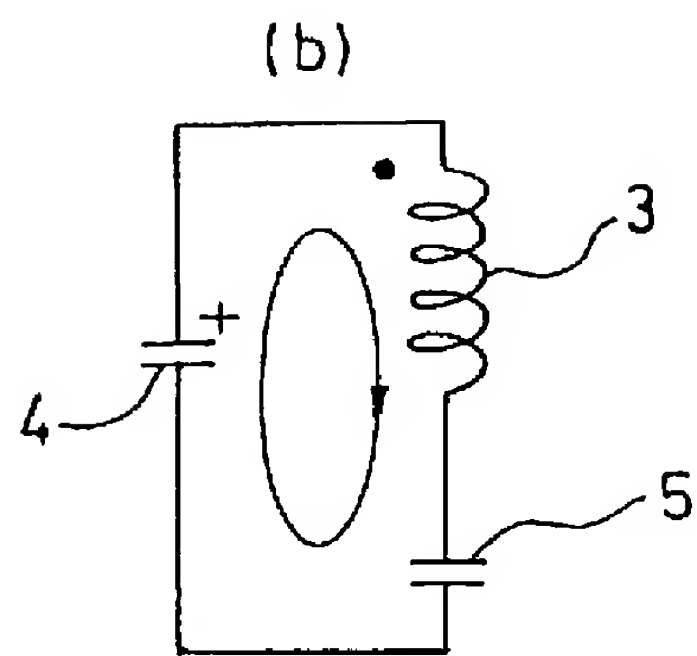
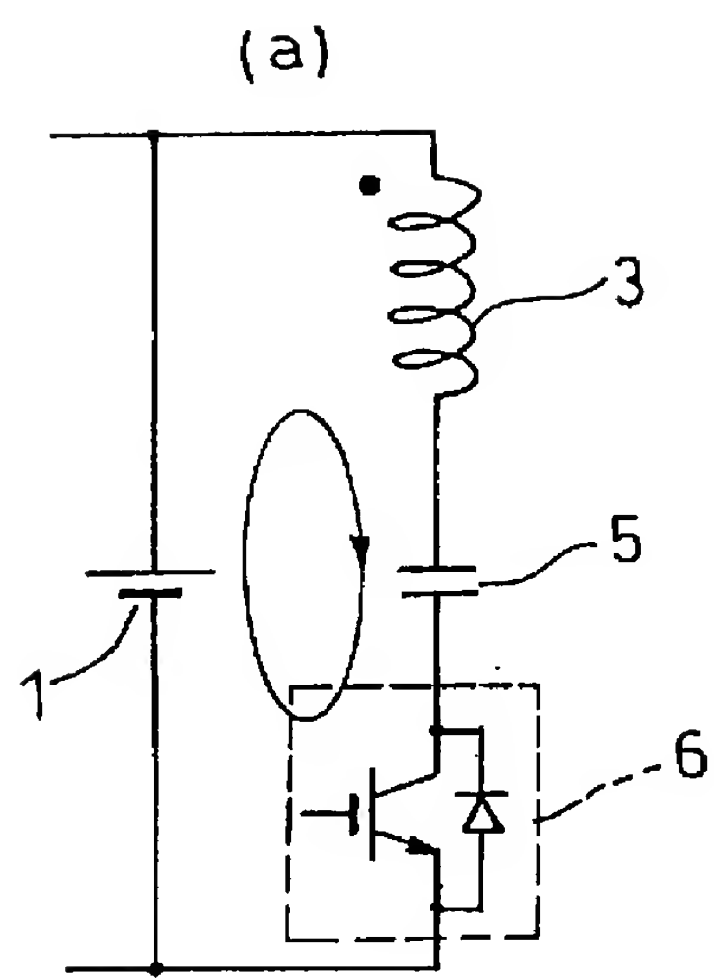
- 1 直流電源
- 2 リーケージトランス
- 3 1次巻線
- 4 第1のコンデンサ
- 5 第2のコンデンサ
- 6 第1の半導体スイッチング素子
- 7 第2の半導体スイッチング素子
- 8 駆動部
- 9 2次巻線
- 1 0 全波倍電圧整流回路
- 1 1 マグネトロン
- 1 2 3次巻線
- 1 3 第3のコンデンサ
- 2 1 制御信号作成回路
- 2 2 周波数変調信号作成回路
- 2 3 三角波搬送波発振回路
- 2 4 可変デッドタイム作成回路
- 2 4 0 デッドタイムリミット回路
- 2 5 矩形波形成回路
- 2 6 スwitchング素子駆動回路



【图 2】

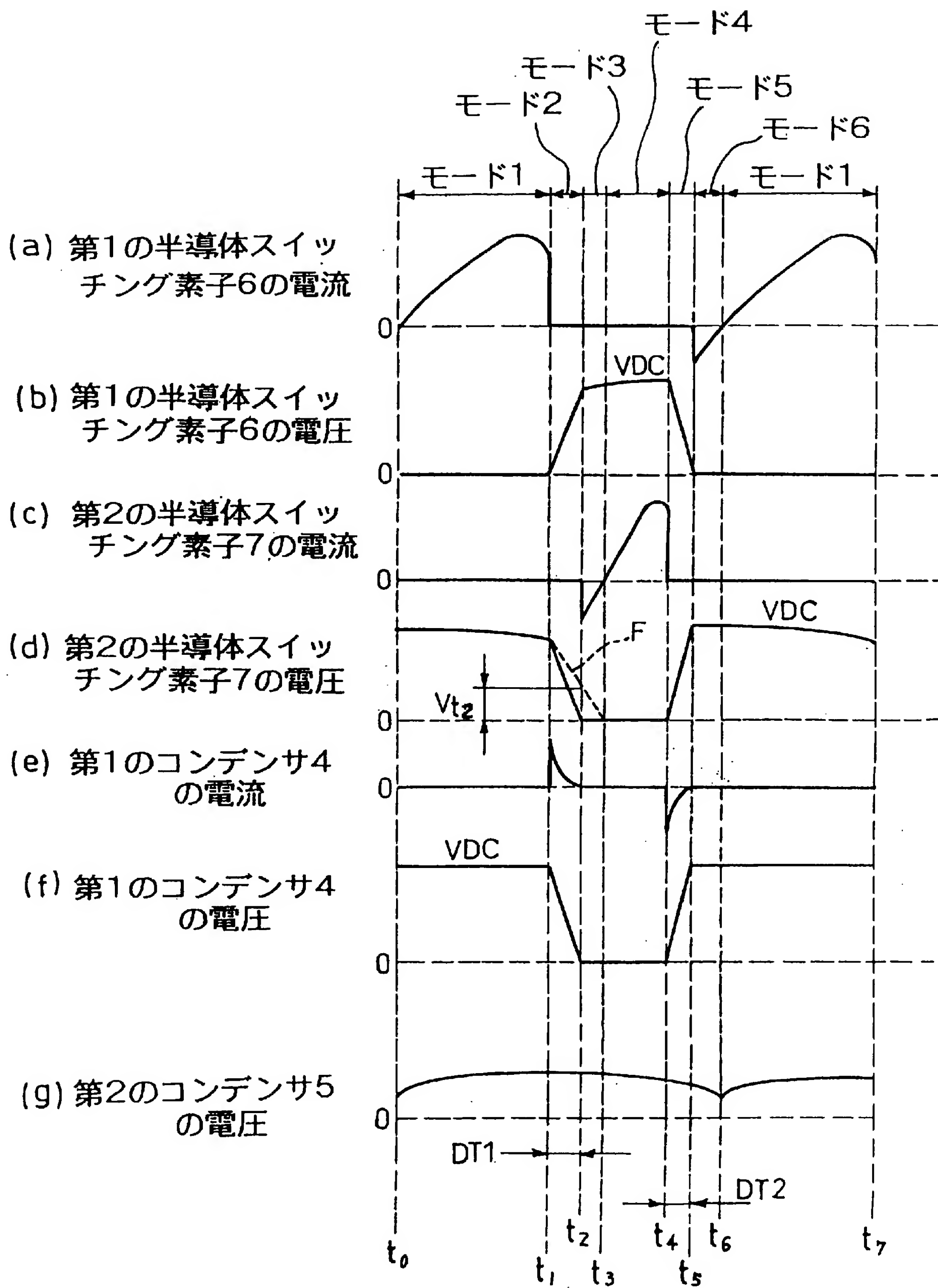


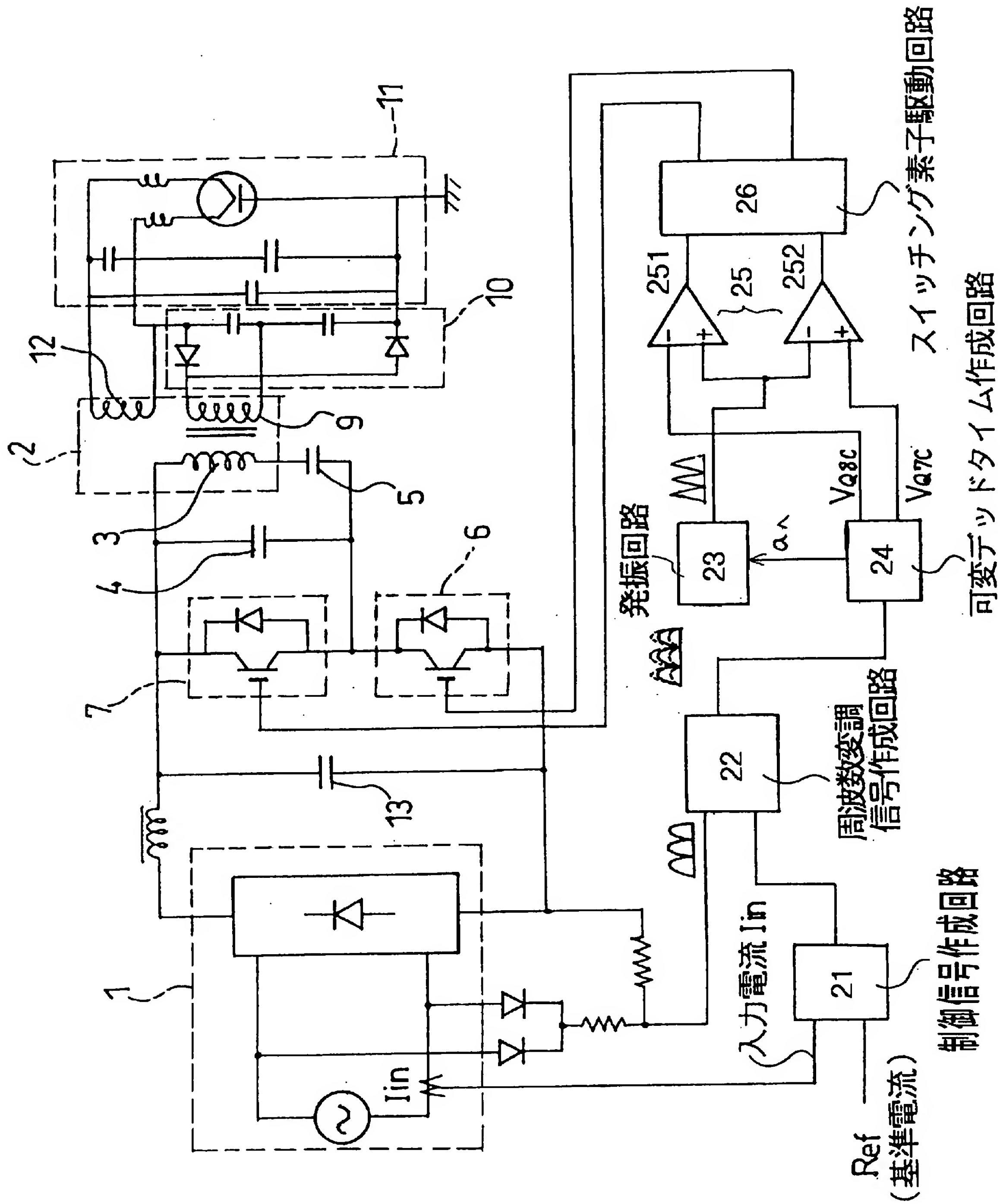
【图 3】

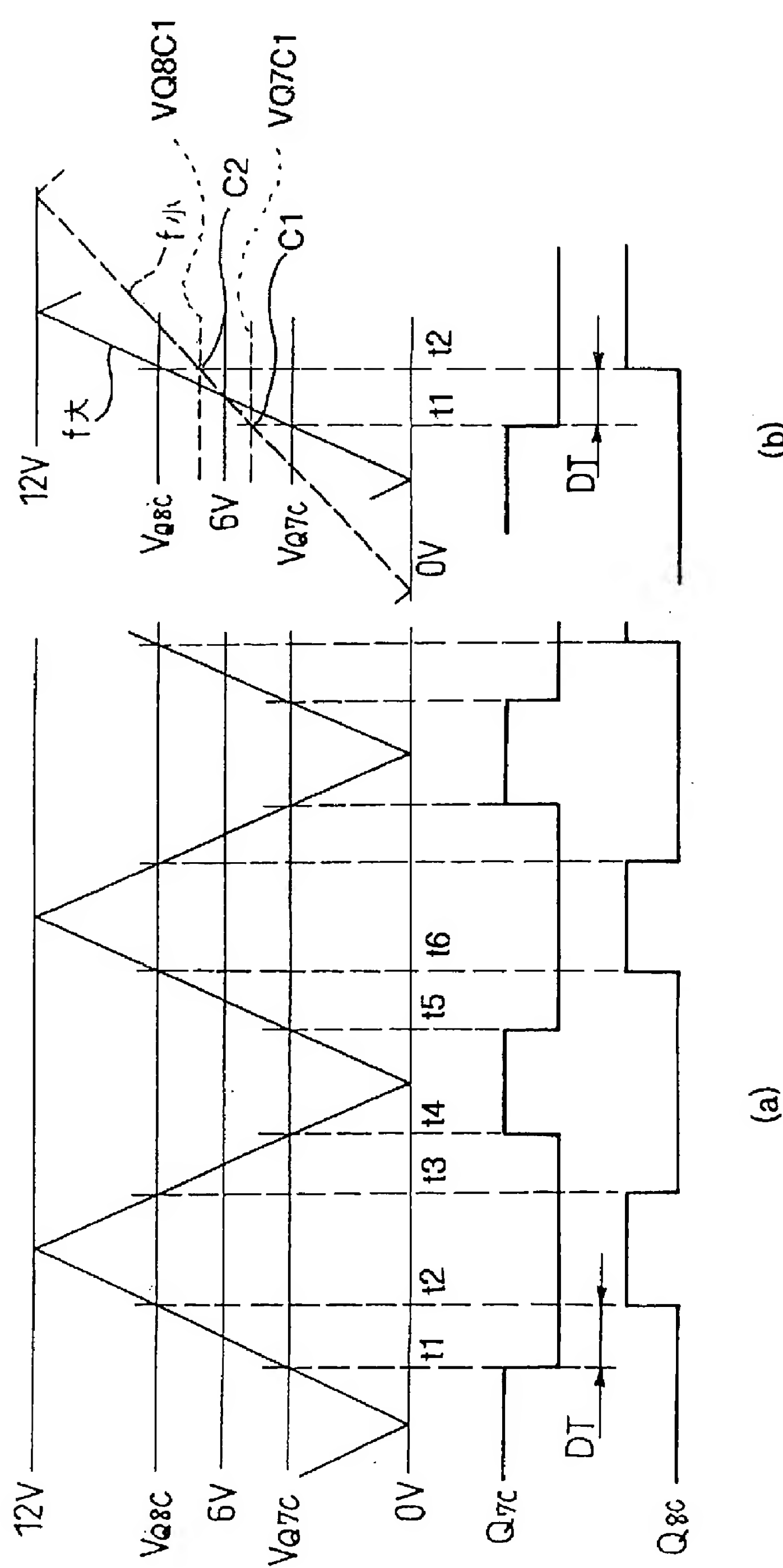




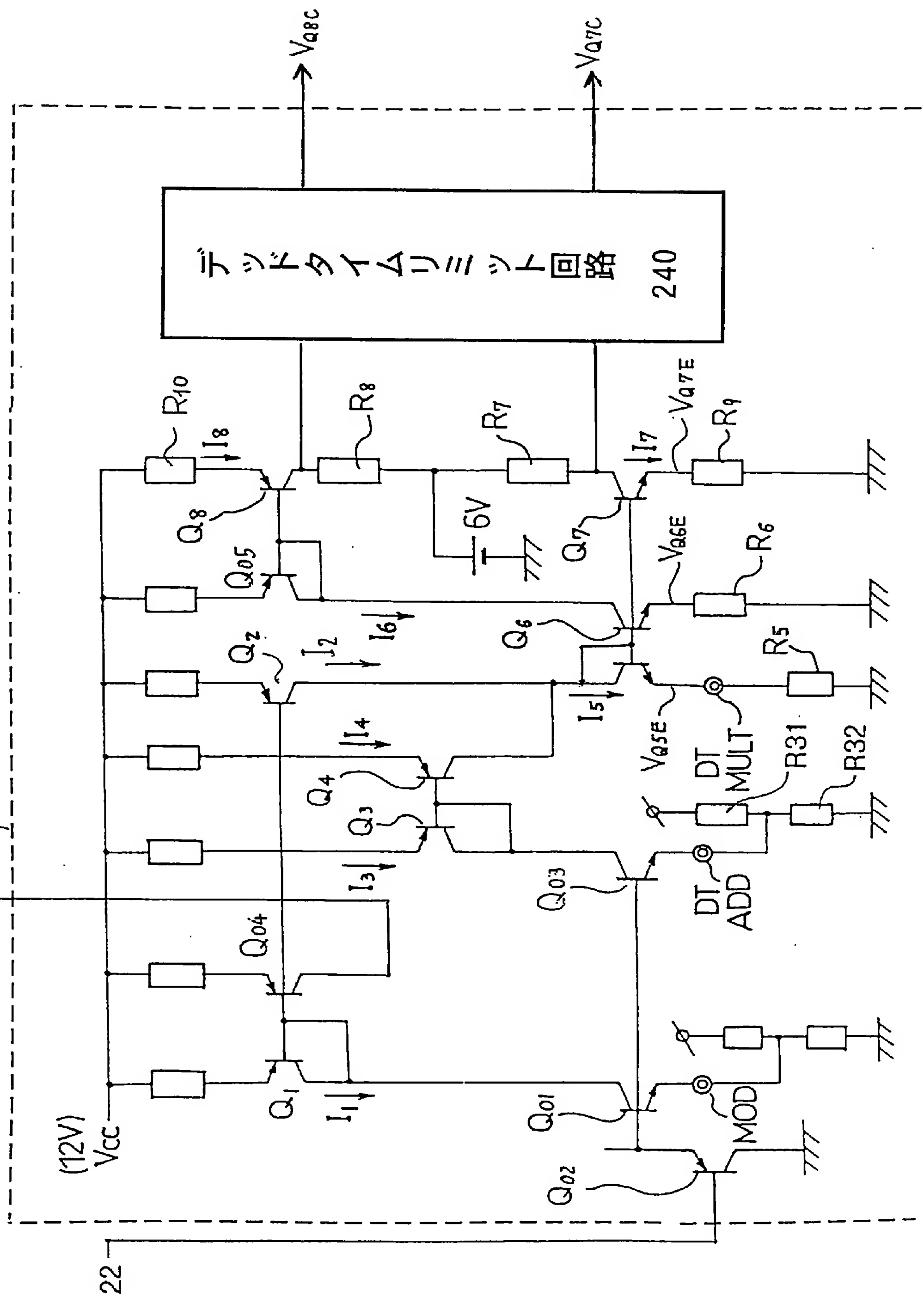
【図 4】



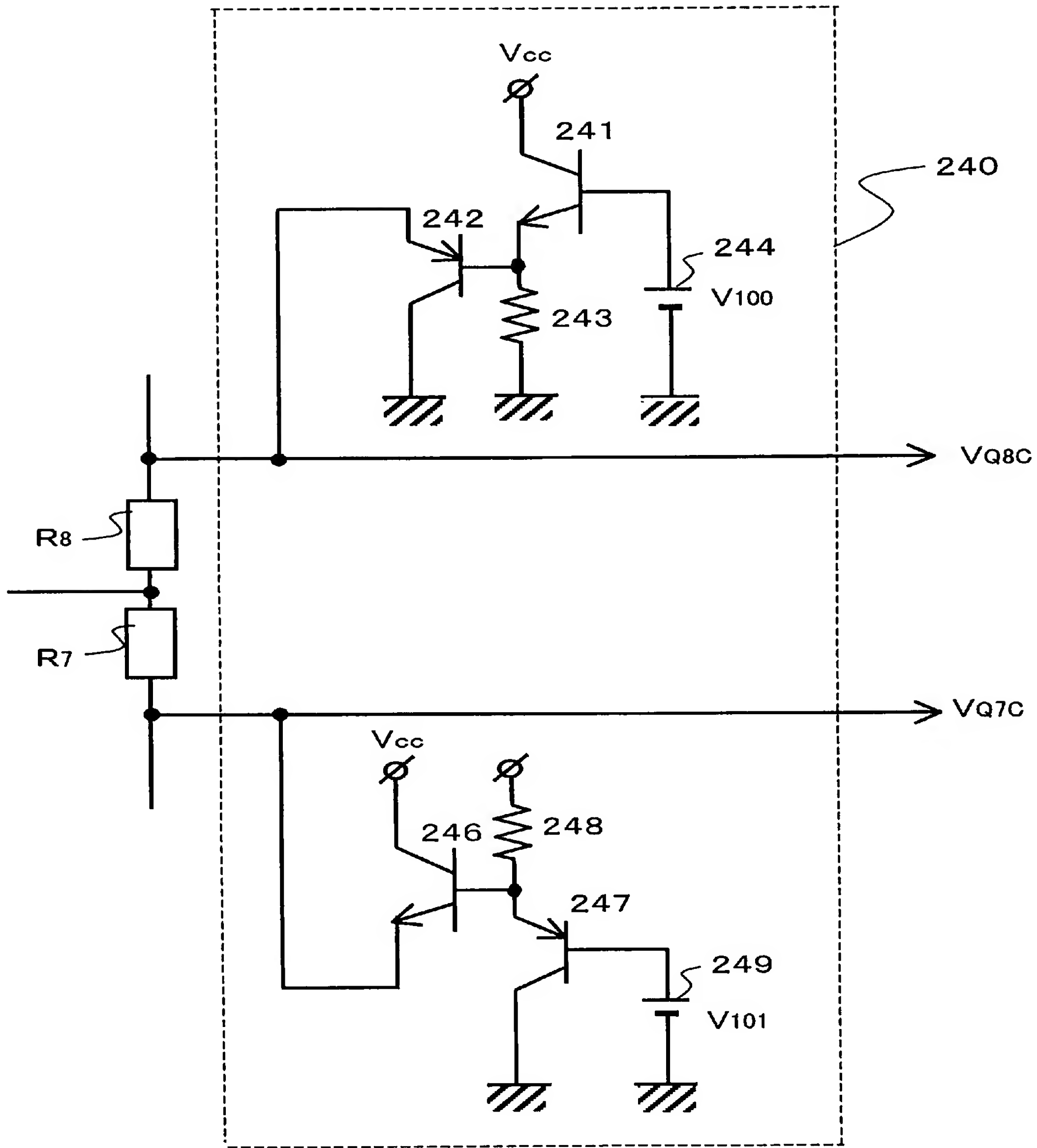




23D a ^ 24 可変デッドタイム作成回路

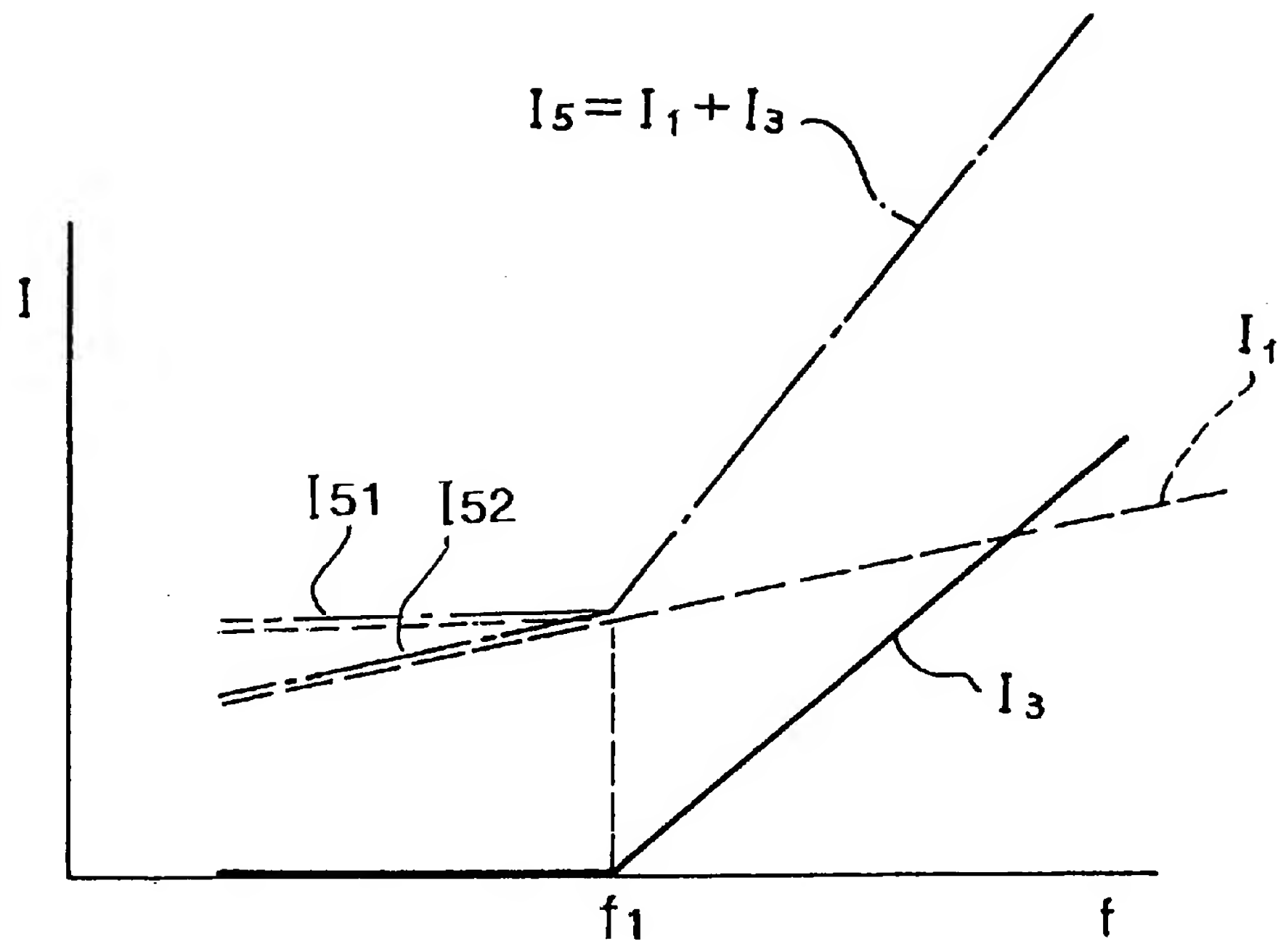


【图 8】

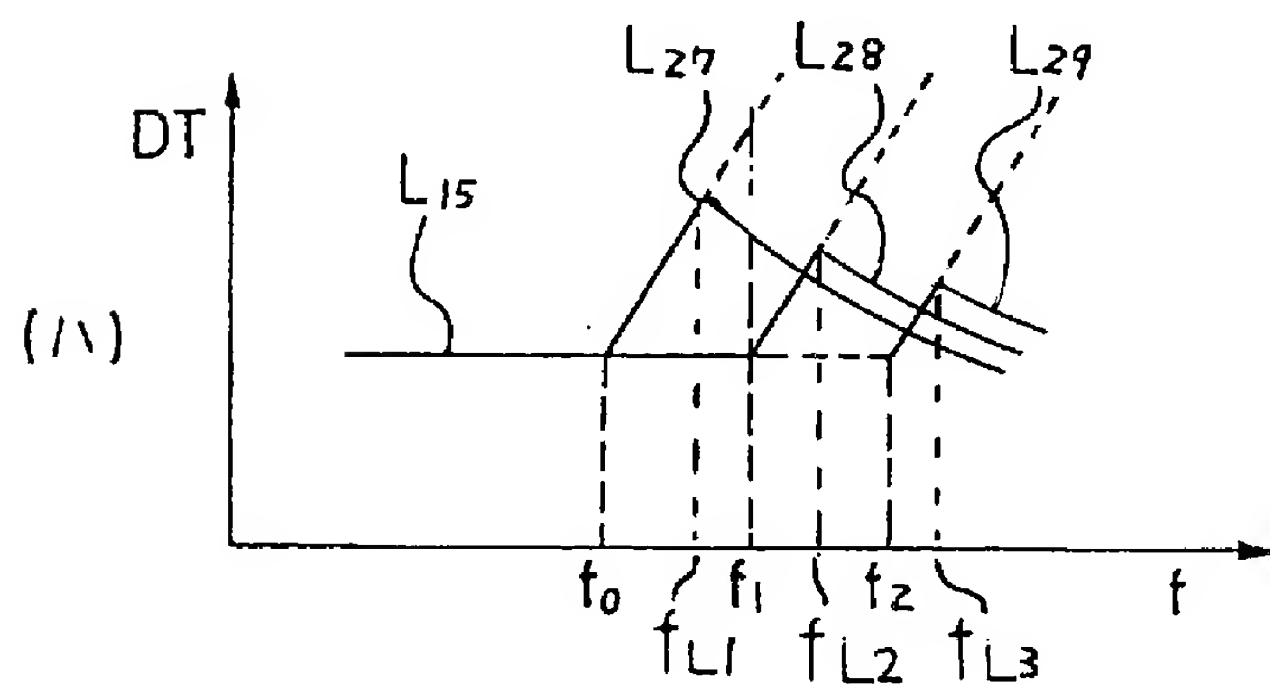
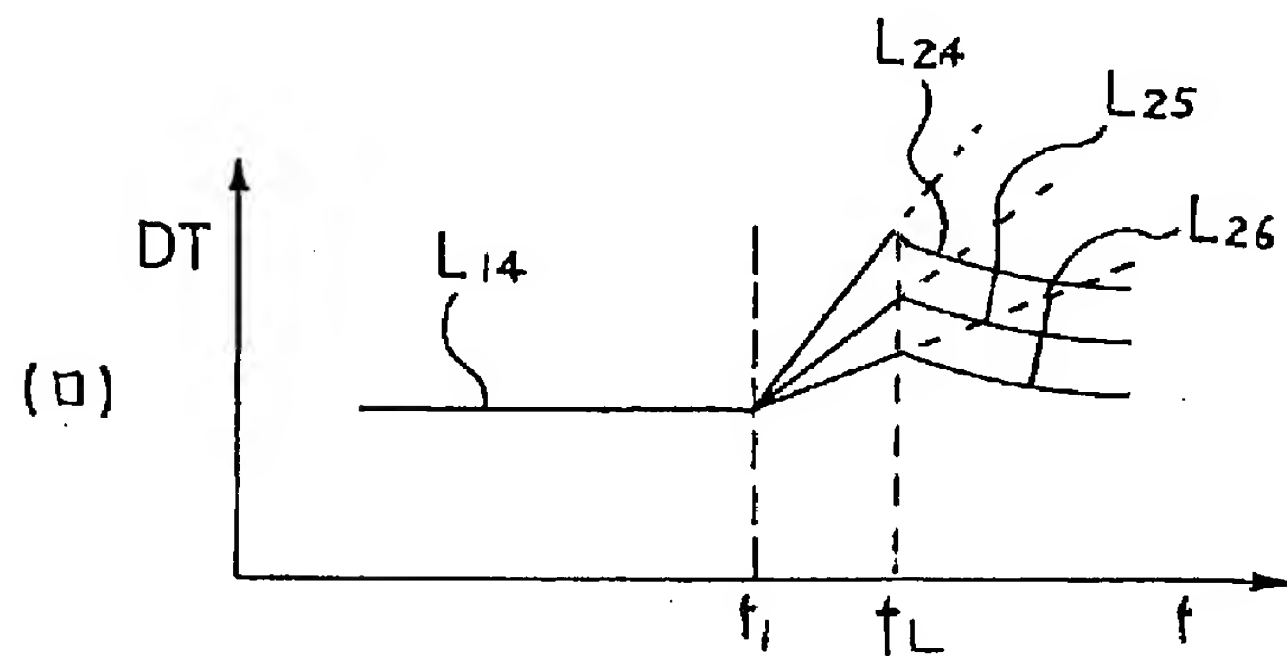
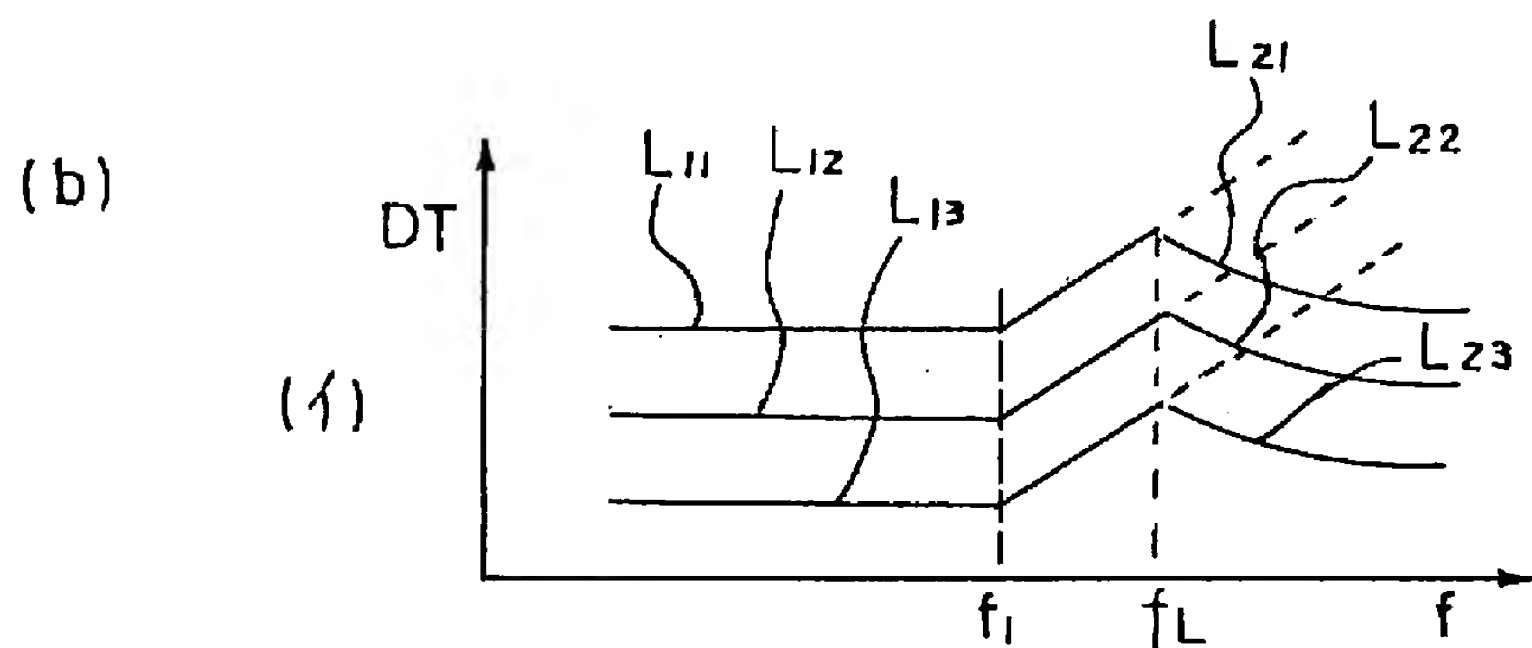
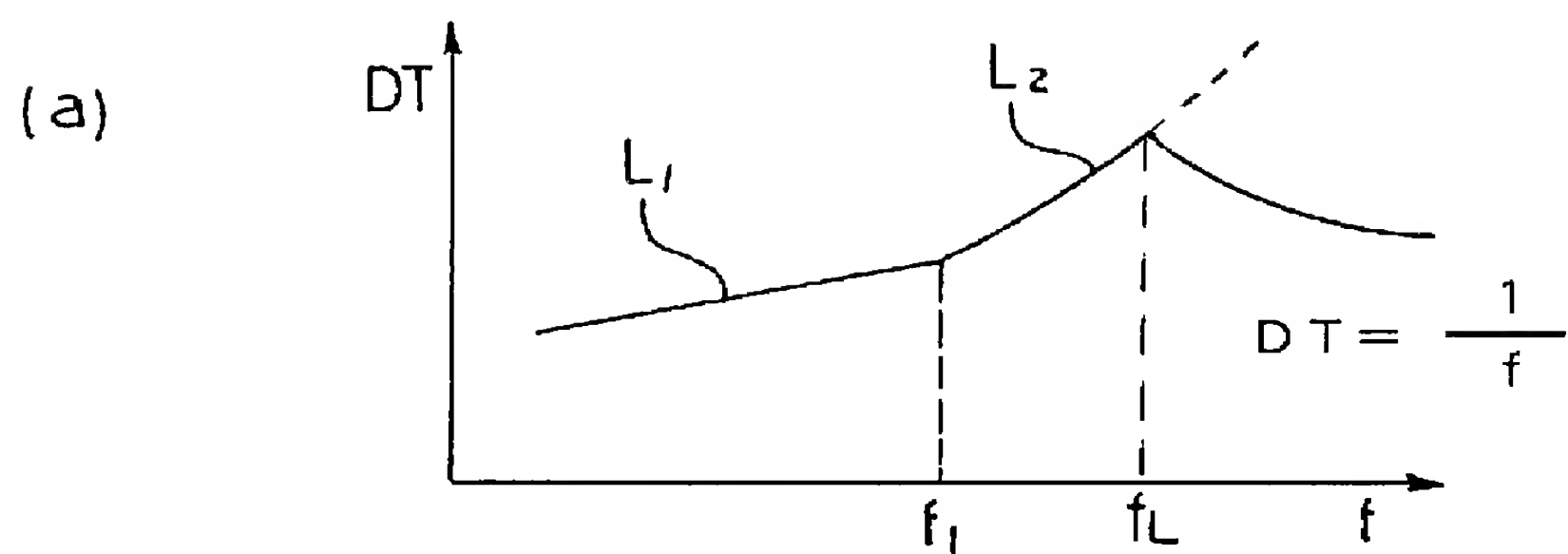


- (1)  $V_{100} \neq V_{101}$
- (2)  $V_{100} < 12V$

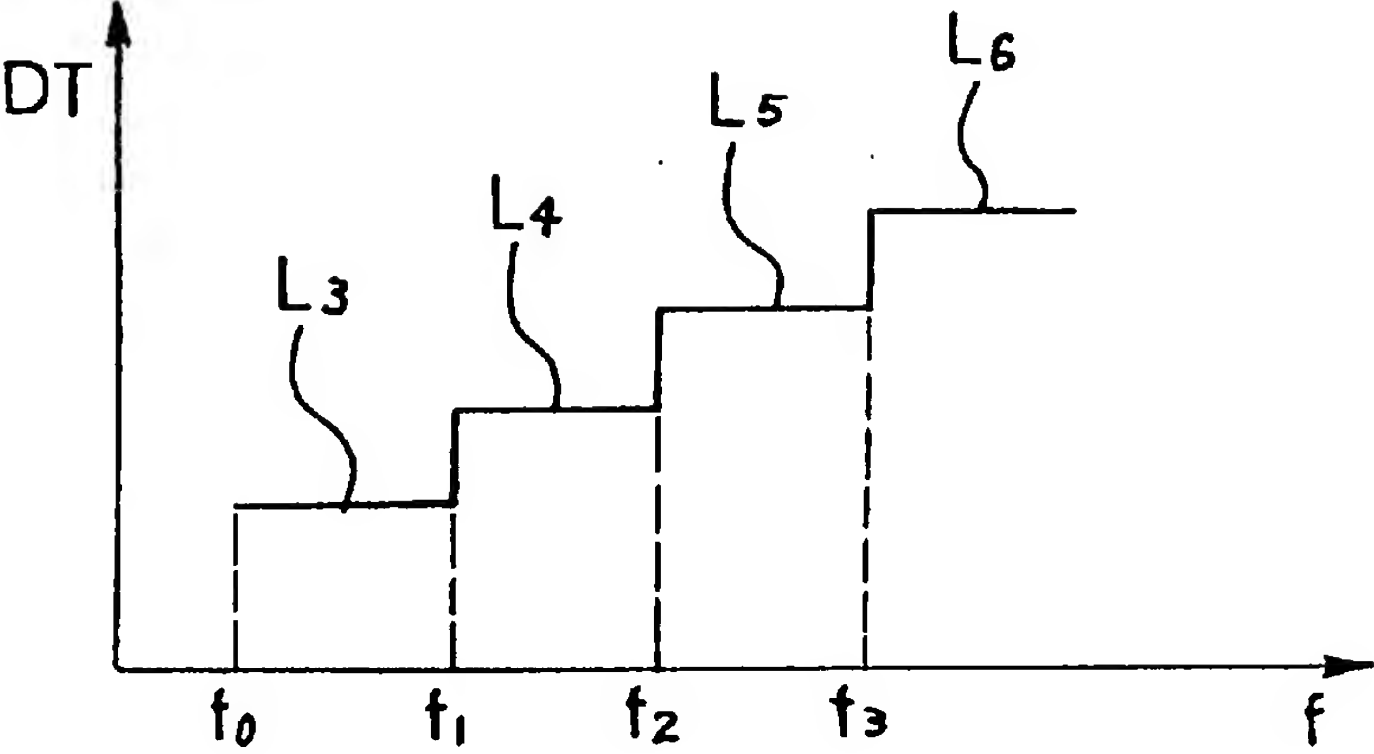
【图 9】

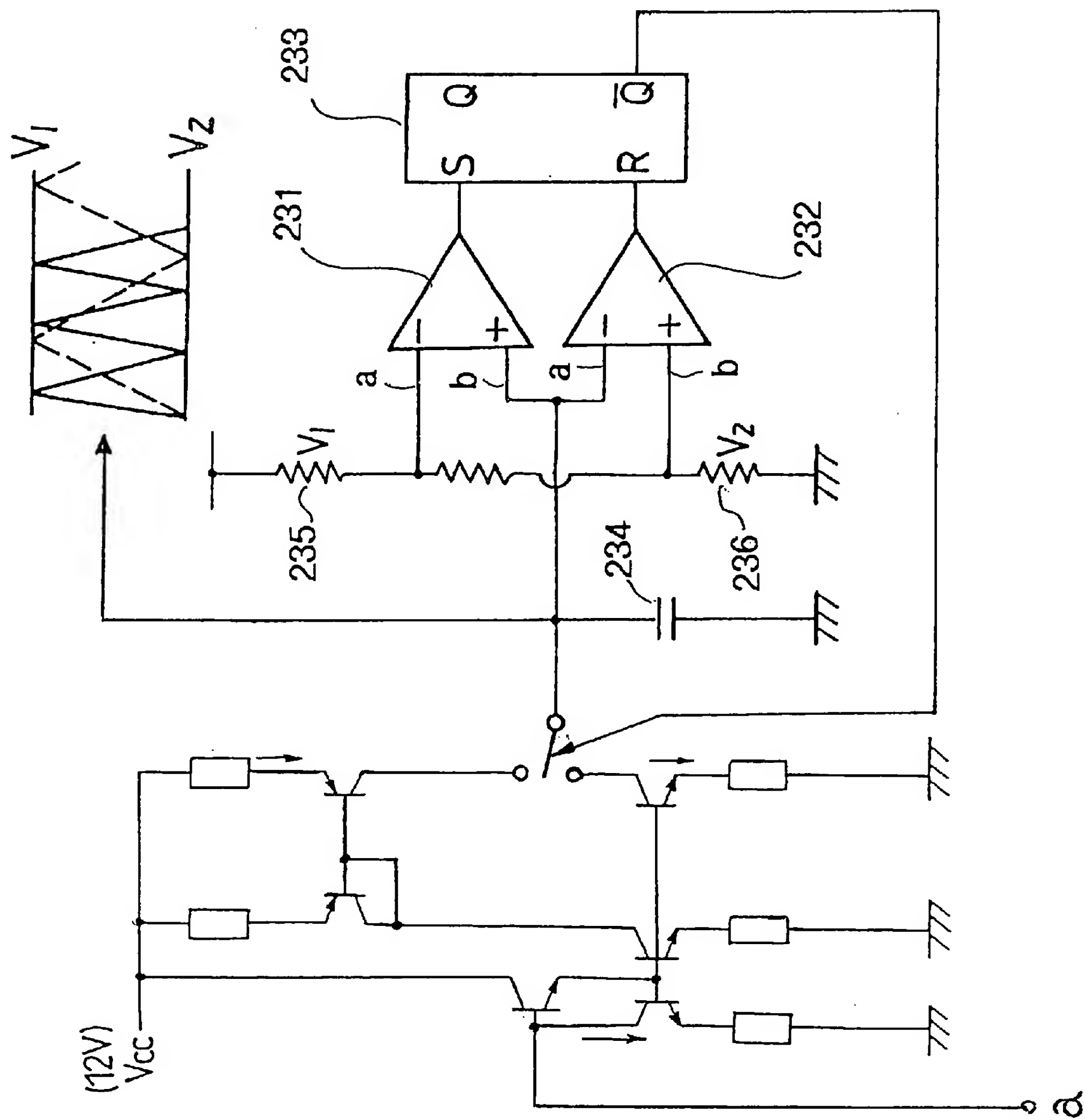




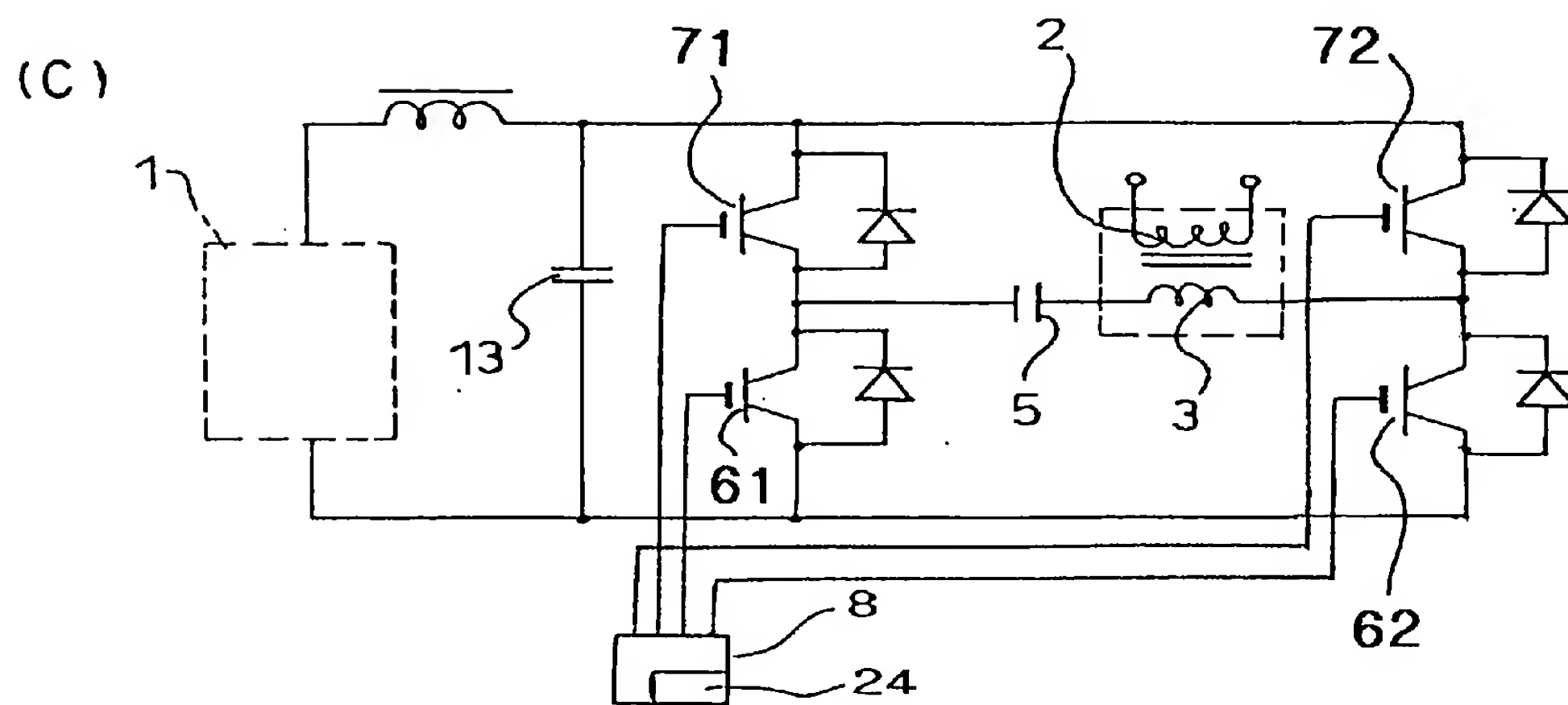
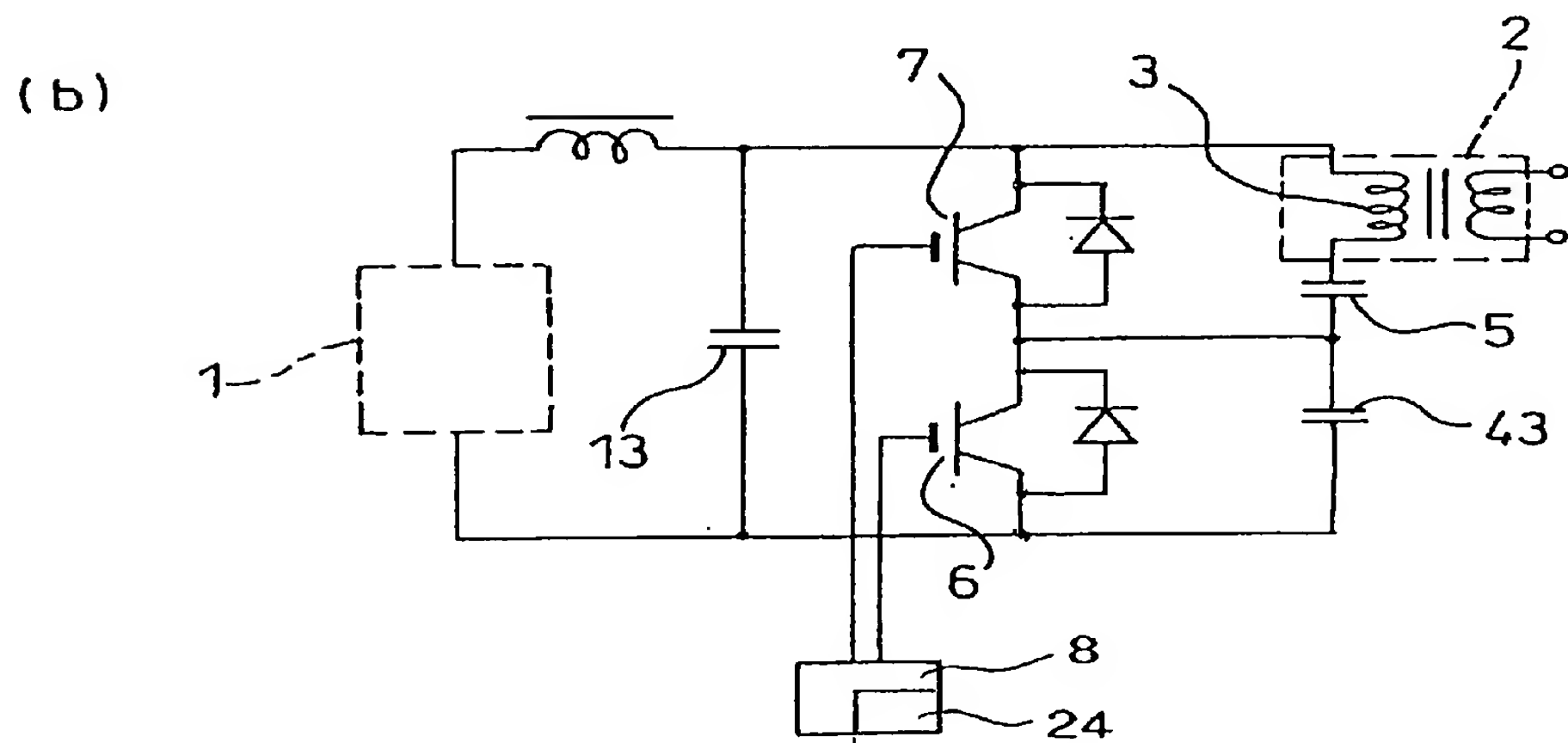
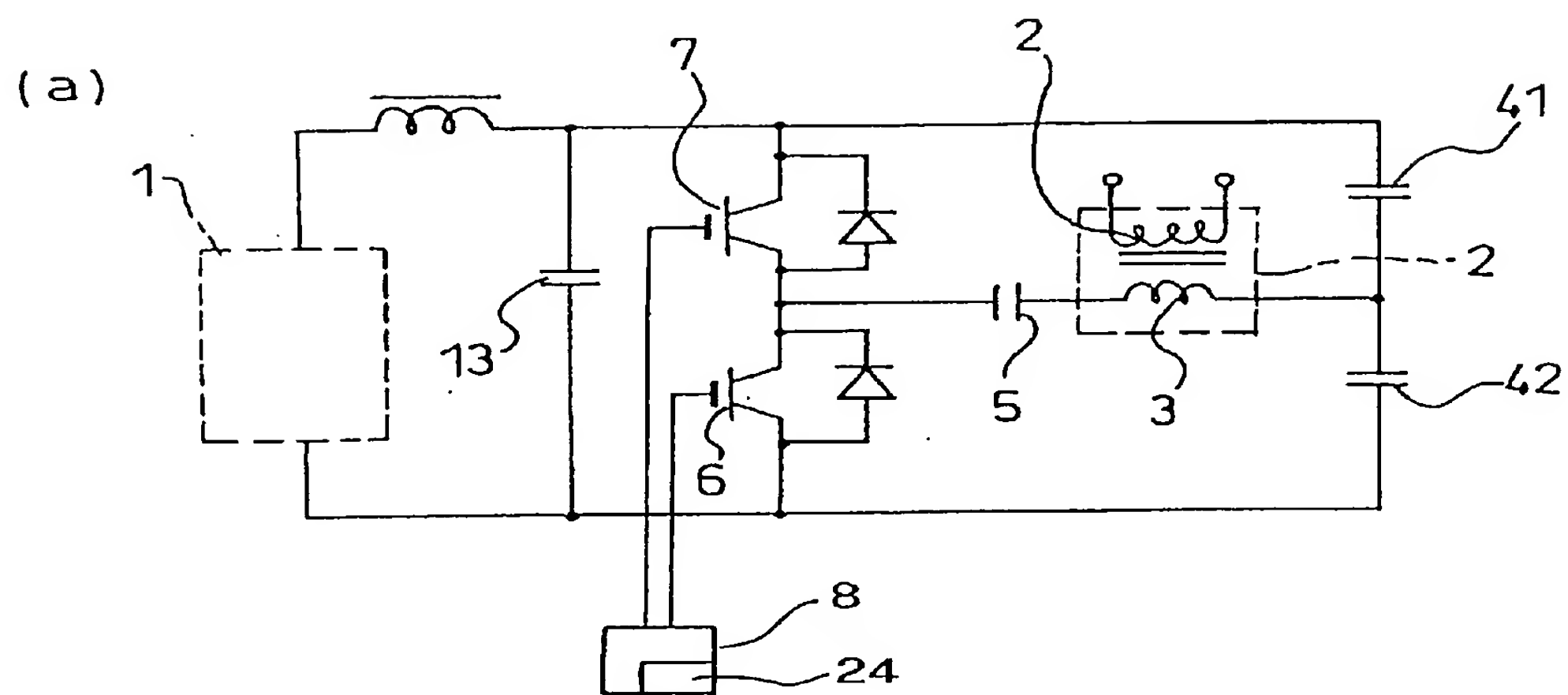


【图 1 1】

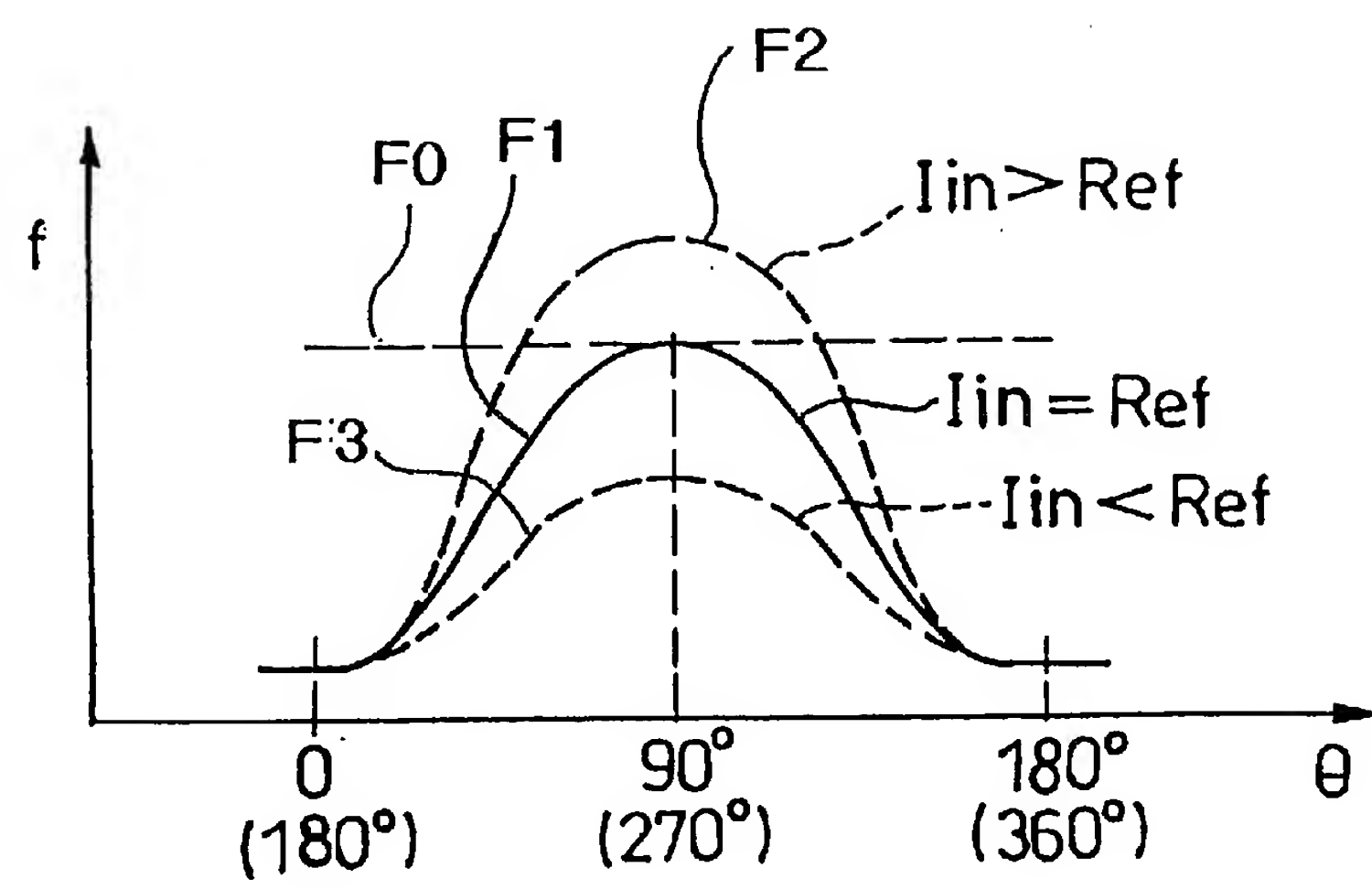




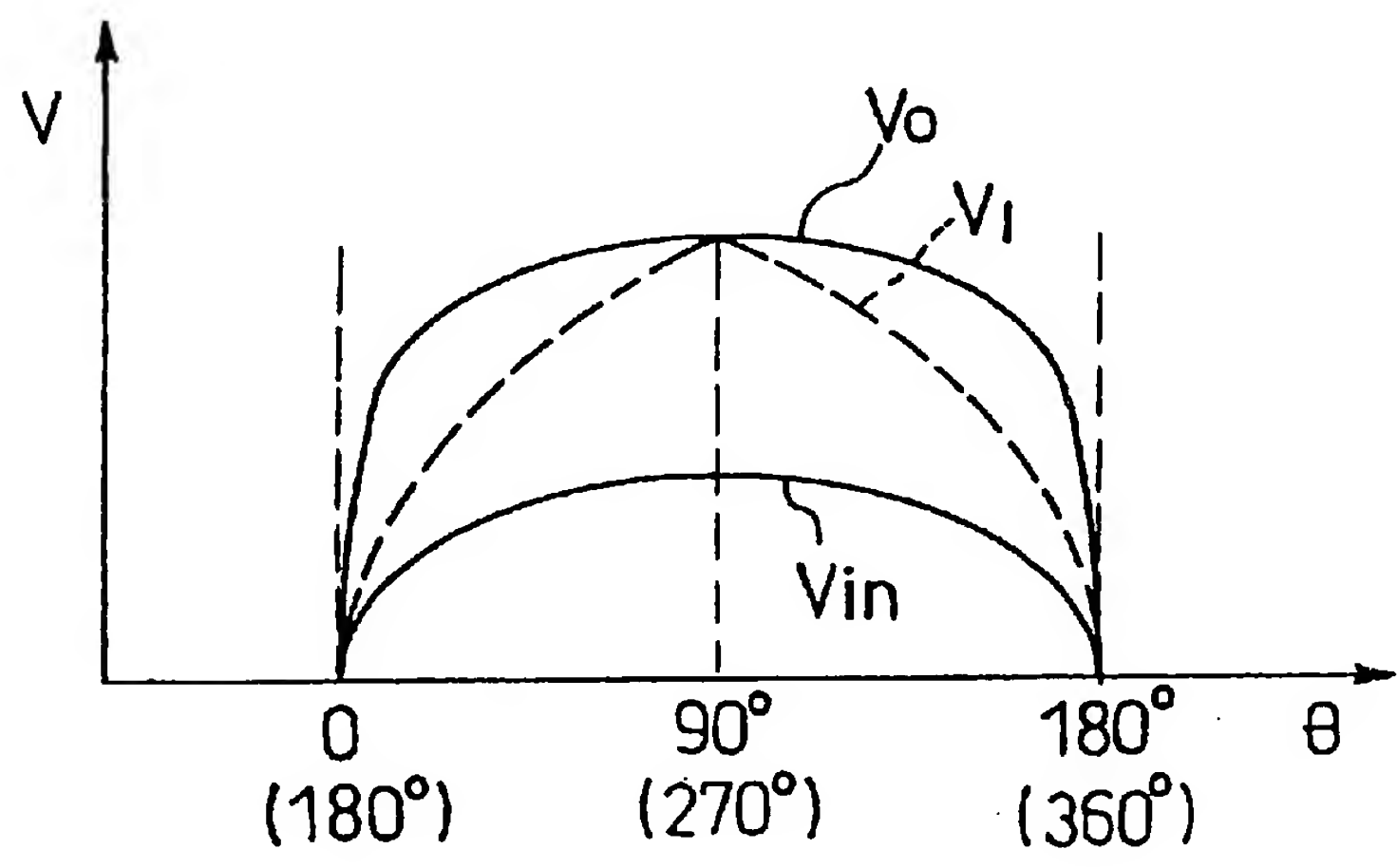
【圖 13】



【图 1 4】



【图 1 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 半導体スイッチング素子に熱損失とノイズの発生し難い、しかも限界において I G B T が確実に O N することのできるインバータ回路でを提供する。

【解決手段】 直流電源と、これに並列に接続された 2 個の半導体スイッチング素子から成る直列接続回路と、前記 2 個の半導体スイッチング素子の一方の半導体スイッチング素子の両端に接続されるリーケージトランスの 1 次巻線とコンデンサを有する直列接続回路と、前記 2 個の半導体スイッチング素子のそれぞれを駆動する駆動手段とから構成される共振型高周波加熱装置であって、所定周波数以下でデッドタイムを一定、所定周波数以上でデッドタイムを急増させる可変デッドタイム作成回路を前記駆動手段内に備え、かつ、スイッチング周波数が高くなったときそのデッドタイムがそれ以上広がらないように限界を設けた。

【選択図】 図 7

出願人履歴

0 0 0 0 0 5 8 2 1

19900828

新規登録

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地

松下電器産業株式会社